

621.37

W8538

Guía para Mediciones Electrónicas y Prácticas de Laboratorio

Stanley Wolf

*Department of Electrical
Engineering and Computer Science
California State University, Long Beach*

Richard F. M. Smith

*Department of Electrical
Engineering and Computer Science
California State Polytechnic University, Pomona*

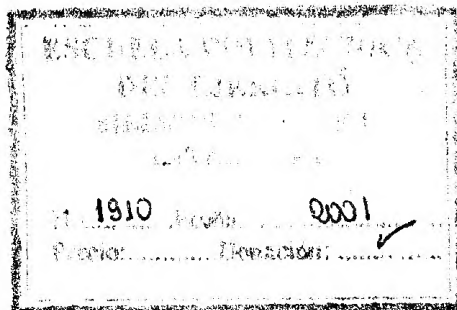
Traducción

Ing. Virgilio González Pozo

Revisión Técnica

Gloria Mata Hernández

Ingeniería Mecánica Eléctrica, UNAM



PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A.
México, Englewood Cliffs, Londres, Sydney, Toronto,
Nueva Delhi, Tokio, Singapur, Rio de Janeiro

EDICION EN ESPAÑOL

DIRECTOR: Raymundo Cruzado González
EDITOR: Hugo Acévedo Espinoza
GERENTE DE PRODUCCION: Juan Carlos Hernández García
GERENTE DE TRADUCCION: Jorge Bonilla Talavera
SUPERVISOR DE PRODUCCION: Ma. de Lourdes Flores Saldívar

EDICION EN INGLES

Editorial/production supervision and interior design: Kathleen Schiaparelli
Cover design: Ben Santora
Manufacturing buyer: Donna Douglass

GUIA PARA MEDICIONES ELECTRONICAS Y PRACTICAS DE LABORATORIO 2/E

Traducido de la primera edición en inglés de:

**STUDENTS REFERENCE MANUAL FOR ELECTRONIC
INSTRUMENTATION LABORATORIES**

Prohibida la reproducción total o parcial de esta obra, por cualquier medio o método
sin autorización escrita del editor.

DERECHOS RESERVADOS © 1992 respecto a la primera edición en español por
PRENTICE-HALL HISPANOAMERICANA, S.A.

Enrique Jacob No. 20, Col. El Conde C.P. 53500 Naucalpan de Juárez, Edo. de México.

ISBN 968-880-224-7

Miembro de la Cámara Nacional de la Industria Editorial, Reg. Núm. 1524

Original English Language Edition Published by
Copyright © MCMXC by Prentice Hall Inc.
All Rights Reserved

ISBN 0-13-855776-4

IMPRESO EN MEXICO/PRINTED IN MEXICO



TIPOGRAFICA BARGA
PINO No. 343 LOCAL 71-72
MEXICO, D.F.
C.P. 06400



Contenido

<i>Prefacio</i>	ix
1 Lenguaje de las Mediciones Eléctricas	1
Carga, Voltaje y Corriente	1
Unidades Eléctricas	6
Ondas Senoidales, Frecuencia y Fase	7
Valor Promedio y Valor Cuadrático Medio (RMS)	9
Lenguaje de los Sistemas Digitales de Medición	13
Problemas	24
Referencias	28
2 Datos y Errores Experimentales	29
Registro e Informe de las Mediciones	30
Presentación Gráfica de Datos	31
Precisión y Exactitud	34
Resolución y Sensibilidad	35
Errores en la Medición	38
Evaluación Estadística de Datos y Errores de Medición	40
El Decibel	43
Problemas	45
Referencias	46

3 Prácticas de Laboratorio Eléctrico	47
Seguridad	48
Conexiones a Tierra	53
Dispositivos de Protección de Circuitos	60
Cables, Conectores, Interruptores y Relevadores	65
Impedancia de Entrada, de Salida y Carga	80
Transferencia de Potencia e Igualación de Impedancia	83
Problemas	86
Referencias	86
4 Medidores Analógicos de CA y CD	88
Movimiento de los Medidores Electromecánicos	89
Ampérmetros Analógicos de CD	95
Vóltmetros Analógicos de CD	99
Ampérmetros y Vóltmetros Analógicos para CA	104
Multímetros Analógicos	111
Medidores Analógicos de Aplicación Especial	113
Cómo Emplear los Medidores Básicos	116
Errores de Medidores	117
Problemas	118
Referencias	120
5 Medidores Electrónicos Digitales	121
Convertidores Digitales a Analógicos	123
Convertidores Analógicos a Digitales	129
Conteo y Codificación Digital	137
Dispositivos de Despliegue	139
Vóltmetros Digitales	142
Multímetros Digitales	145
Problemas	146
Referencias	147
6 El Osciloscopio	148
Subsistemas del Osciloscopio	150
Subsistema de Despliegue (Tubo de Rayos Catódicos)	152
Subsistema de Deflexión Vertical	156
Función de Doble Trazo	162
Subsistema de Deflexión Horizontal	163
Puntas de Prueba del Osciloscopio	172
Controles del Osciloscopio	178
Cómo Operar un Osciloscopio	183
Fotografía de Osciloscopio	202

Osciloscopios de Aplicaciones Especiales	204
Despliegue Gráfico de Dispositivos con Tres Terminales/El Trazador de Curvas	212
Problemas	224
Referencias	226
7 Potenciómetros y Registradores	227
Potenciómetros	228
Registradores	233
Registradores Interpretables por Máquina	241
Problemas	247
Referencias	248
8 Mediciones de Tiempo y Frecuencia	249
Mediciones de Tiempo	250
Mediciones de Frecuencia	252
Análisis Armónico y Analizadores de Espectro	259
Problemas	264
Referencias	264
9 Mediciones de Potencia y de Energía	265
Potencia en Circuitos de CA	267
Mediciones de Potencia Monofásica	271
Potencia Polifásica y Mediciones	276
Mediciones de Energía Eléctrica	282
Mediciones de Potencia a Frecuencias Mayores	284
Problemas	287
Referencias	287
10 Resistores y Medición de la Resistencia	288
Resistencias y Resistores	288
Tipos de Resistencias	289
Código de Colores de las Resistencias	292
Medición de Resistencia	295
Puentes de Wheatstone	302
Mediciones con Puente de Wheatstone "Balanceado"	308
Mediciones de Resistencia de Bajo Valor	309
Problemas	312
Referencias	314
11 Medición de Capacitancia, Inductancia e Impedancia	315

Capacitancia y Capacitores	315
Modelos y Pérdidas de Circuitos de Capacitores	319
Tipos de Capacitores	322
Código de Colores para Capacitores	328
Inductores e Inductancia	328
Estructuras de Inductores	331
Transformadores	333
Impedancia	337
Mediciones de Capacitancia e Inductancia	338
Mediciones de Impedancia Compleja	348
Problemas	350
Referencias	353
12 Fuentes de Señal de CD	354
Baterías	355
Fuentes de Poder de CD	366
Problemas	375
Referencias	376
13 Fuentes de Señal de CA	377
Osciladores	378
Generadores de Frecuencia de Barrido	384
Generadores de Pulsos	387
Generadores de Funciones	392
Problemas	395
Referencias	395
14 Transductores Eléctricos	396
Galgas Extensométricas	400
Transformador Diferencial Variable Lineal	407
Transductores de Propiedades de Fluido (Presión y Velocidad de Flujo)	414
Transductores de Temperatura	418
Transductores de Luz y Radiación	433
Problemas	448
Referencias	449
15 Amplificadores Electrónicos	450
Propiedades Generales de los Amplificadores	451
Amplificadores Diferenciales	457
Amplificadores Operacionales	463
Amplificadores de Instrumentación	474

Problemas	481	
Referencias	481	
16 Señales de Interferencia y su Eliminación o Reducción		483
Interferencia Capacitiva (Acoplada Eléctricamente)	484	
Interferencia Inductiva y Blindaje	488	
Interferencia Electromagnética y Blindaje	491	
Interferencia Acoplada Conductivamente	493	
Interferencia del Circuito a Tierra (Modo Común)	495	
Guardas de Entrada para Reducir Interferencia de Circuito a Tierra	503	
Ruido Interno	509	
Problemas	512	
Referencias	514	
17 Introducción a los Sistemas de Instrumentación		515
Sistemas Analógicos	516	
Diversos Aspectos de Acondicionamiento Analógico de Señal	518	
Transmisión de Señal Analógica	520	
Sistemas Analógicos a Digitales	526	
Circuitos de Muestreo y Retención	528	
Multiplexores	532	
Configuraciones de Sistemas de Adquisición de Datos Analógico a Digital	534	
Problemas	541	
Referencias	541	
18 Transmisión de Datos en Sistemas de Instrumentos Digitales/Estándares IEEE-488, CAMAC y RS/232C		543
Lenguaje de Transmisión de Datos Digitales	544	
Interfase Decimal en Codificación Binaria	548	
Bus IEEE-488	550	
Interfase CAMAC	558	
Interfase Asíncrona en Serie	560	
Monitores de Línea de Datos (Analizadores de Comunicaciones de Datos)	563	
Estándar RS-232C	566	
Circuito de Corriente de 20 mA	571	
Receptores-Transmisores Universales Asíncronos	572	
Subsistemas de Interfase Preensamblados	573	

Transmisión de Datos a Larga Distancia (Modems) 574

Problemas 576

Referencias 577

Indice

578



Prefacio

Este libro es un manual de referencia único para el estudiante de ingeniería, diseñado para proporcionar información práctica y datos técnicos básicos para los cursos de laboratorio del plan de estudios de ingeniería eléctrica. La necesidad de este libro surgió debido a la creciente tendencia de omitir el tratamiento de la información práctica en los cursos y libros de texto de ingeniería. Con el material adicional que se agrega continuamente a los planes de estudio, se hace necesario suprimir otro. Como se percibe (quizá correctamente) que los conceptos teóricos son fundamentales y menos efímeros que los tópicos tecnológicos, a estos últimos se les resta importancia (tanto en el contenido del plan de estudios como en los libros de texto).

Sin embargo, se hace responsable a los estudiantes, de la adquisición más que nada autodidacta de conocimientos tecnológicos. Hasta cierto punto, se supone que este aprendizaje se lleva a cabo a través de la experiencia práctica en los cursos de laboratorio. Desafortunadamente, el carácter ad hoc y lo escaso de la información de soporte que acompaña a muchos de esos cursos hace menos que óptimo el proceso de aprendizaje. Si hubiera disponible un texto que incluyese material práctico de referencia pertinente a los temas de laboratorio, el aprendizaje se enriquecería en forma notoria. Hemos escrito este texto para cumplir con este propósito.

Este libro es la consecuencia de uno anterior de S. Wolf, *Guide to Electronic Measurements and Laboratory Practice*. Un gran número del material adicional, aportado en su mayor parte por R. Smith, ha sido agregado para adecuar el nuevo libro a una mayor extensión de cursos de laboratorio. El libro es único porque el estilo de su presentación es “amigable para el estudiante” (se puede emplear de modo

autodidacta) y su contenido es adecuado para muchos cursos de laboratorio. A continuación, se da un perfil del material del libro, relacionado con diferentes cursos de laboratorio:

- **Laboratorio de Instrumentos Básicos y Metrología:** Capítulo 1, Lenguaje de las Mediciones Eléctricas; Capítulo 2, Datos y Errores Experimentales; Capítulo 3, Prácticas de Laboratorio Eléctrico (Seguridad Eléctrica, Conexiones a Tierra, Dispositivos de Protección de Circuitos, Impedancia de Entrada, Impedancia de Salida y Carga); Capítulo 4, Medidores Analógicos de ca y cd; Capítulo 5, Medidores Electrónicos Digitales; Capítulo 6, El Osciloscopio; Capítulo 10, Resistencias y Medición de Resistencia; Capítulo 11, Medición de Capacitancia, Inductancia e Impedancia; Capítulo 12, Fuentes de Señal de cd (Baterías y Fuentes de Poder).
- **Laboratorio de Electrónica Analógica:** Capítulo 4, Ampérmetros y Voltímetros Analógicos de ca; Capítulo 5, Medidores Electrónicos Digitales; Capítulo 6, El Osciloscopio, Incluyendo Osciloscopios Digitales y el Trazador de Curvas; Capítulo 8, Mediciones de Tiempo y Frecuencia; Capítulo 12, Fuentes de Señal de cd; Capítulo 13, Fuentes de Señal de ca.
- **Laboratorio de Electrónica Digital:** Capítulo 1, Lenguaje de Sistemas Digitales; Capítulo 5, Medidores Electrónicos Digitales; Capítulo 18, Transmisión de datos en Sistemas de Instrumentos Digitales.
- **Laboratorio de Potencia:** Capítulo 9, Mediciones de Potencia y de Energía; Capítulo 10, Uso del Megohmetro.
- **Laboratorio de Control de Procesos Industriales y Adquisición de Datos:** Capítulo 14, Transductores Eléctricos; Capítulo 15, Amplificadores Electrónicos; Capítulo 16, Señales de Interferencia y su Eliminación o Reducción; Capítulo 17, Introducción a Sistemas de Instrumentación.
- **Laboratorio de Instrumentación Biomédica:** Capítulo 3, Seguridad; Capítulo 7, Potenciómetros y Registradores; Capítulo 14, Transductores Eléctricos; Capítulo 15, Amplificadores de Instrumentación; Capítulo 16, Señales de Interferencia y su Eliminación o Reducción.
- **Comunicaciones de Datos Digitales en Sistemas de Instrumentación Controlados por Computadora:** Capítulo 18, Transmisión de Datos en Sistemas de Instrumentos Digitales.

Debido al enfoque de la información que se presenta, los estudiantes sólo necesitan comprar este texto que servirá como su referencia para la mayor parte de los cursos de laboratorio de ingeniería eléctrica a nivel licenciatura. En un intento por dar

un mínimo costo al libro, se escogió un formato de pastas flexibles para su producción.

El énfasis general del libro es enseñar a los estudiantes a ser usuarios eficientes de los instrumentos electrónicos de medición para que lleguen a comprender prácticamente las operaciones en el laboratorio. A este respecto, se aboca el libro a explicar cómo seleccionar instrumentos para diversas aplicaciones de medición, cómo evaluar sus posibilidades, cómo conectarlos entre sí, y cómo operarlos en forma correcta. Además, se dan descripciones de la terminología, de los aparatos y de las técnicas de medición utilizadas en el ambiente del laboratorio eléctrico. En resumen, debe servir como vehículo de contenido total para guiar al lector a través de la mayor parte de las tareas de medición electrónica.

La presentación se mantiene a nivel básico, de modo que el libro es fácil de comprender, una vez que el estudiante conoce la teoría que antecede al trabajo de laboratorio. A este nivel se puede dar el lujo de preparar el material con gran detalle. Es más, se abarcan muchos temas importantes que tienden a omitirse en textos más avanzados. Por ejemplo, se hace mucho énfasis en la discusión de conceptos que por lo general los expertos en instrumentación consideran como evidentes por sí mismos (por ejemplo, conexiones a tierra, seguridad eléctrica, circuitos a tierra e igualación de impedancia). Tales conceptos permanecen con frecuencia como rompecabezas para el principiante hasta que se le explican detalladamente.

Se asignan varios capítulos a una descripción de los componentes y cantidades más comunes que se encuentran en el trabajo del laboratorio eléctrico. Esos capítulos presentan información práctica sobre la construcción, apariencia y uso de cosas tales como resistencias, capacitores, inductores, transformadores, relevadores, baterías, fuentes de poder, cables, interruptores, conectores, fusibles, transductores y amplificadores.

La continuada importancia y versatilidad del osciloscopio proporcionaron el ímpetu para incluir un tratamiento aún más amplio de este instrumento de medición. El material nuevo también comprende una presentación de osciloscopios digitales y de almacenamiento, así como una introducción al trazador de curvas.

El lenguaje de las mediciones digitales se presenta en el capítulo 1. El capítulo 5, completo, se dedica a los medidores digitales y los métodos de conversiones analógicas a digitales y digitales a analógicas. Los aspectos de comunicaciones de datos entre instrumentos digitales y computadoras se exploran en detalle en el capítulo 18. La presentación comprende una introducción básica pero detallada de las dos normas o estándares predominantes para comunicación entre instrumentos y computadoras: el *enlace de comunicaciones asíncronas en serie, con datos en formato ASCII (norma RS-232C)* y el *bus de distribución IEEE-488*.

En reconocimiento a la tendencia hacia un mayor empleo de los *sistemas de instrumentación*, los capítulos de la última parte del libro (capítulos del 14 al 18) están organizados como un grupo para examinar los temas relevantes a la implementación y empleo del sistema de medición. Los transductores eléctricos, que son las fuentes de las señales en muchos sistemas, se describen en el capítulo 14. Se ha agregado una descripción ampliada de los transductores de temperatura. El capítulo 15 cubre los amplificadores electrónicos y su empleo en aplicaciones de medición. Se

incluye material nuevo sobre amplificadores diferenciales, CMRR, amplificadores operacionales y amplificadores para instrumentación. El capítulo 16 trata en su totalidad de las señales de interferencia eléctrica y su supresión. Se toman en cuenta las fuentes tanto de ruido interno como externo. Se presenta una cuidadosa explicación de la interferencia del circuito a tierra y de modo común, junto con las técnicas disponibles para reducir sus efectos al mínimo. El capítulo 17 explora diversas configuraciones de sistemas de instrumentación, así como las consideraciones para establecer las interfases en los sistemas analógicos y analógicos a digitales. Se incluyen temas tales como acondicionamiento de la señal analógica, transmisión de la señal analógica, multiplexores y circuitos de muestreo y almacenamiento. Como se describió antes, el material del capítulo 18 examina las técnicas para interconectar instrumentos y computadoras.

Muchas personas aportaron su talento y conocimientos en la preparación de este libro. Los autores ofrecen su aprecio a todos aquellos que contribuyeron ya sea en forma directa o indirecta. Agradecemos de manera especial a nuestras esposas y familias por el continuo respaldo y motivación en este proyecto. También, se hace llegar una nota especial de agradecimiento a Michael Muller por su ayuda en la preparación del manual de respuestas.

NOTA PARA EL ESTUDIANTE

Este libro ha sido diseñado para proporcionarle una gran cantidad de información importante y práctica sobre los instrumentos electrónicos y las técnicas de medición electrónicas que por lo general no son tratados en clases formales de cursos de ingeniería. Es, sin embargo, información que se supone debe formar parte del conocimiento que los estudiantes de ingeniería eléctrica adquieren durante sus años de estudios de licenciatura en ingeniería eléctrica. Irónicamente, este libro es uno de los pocos medios en donde la información de este tipo se encuentra recopilada en un solo volumen.

En caso de que se tenga que estudiar el material del texto sin el beneficio de la guía de un instructor, se ha tratado de presentar el material en forma más fácil y directa posible. Como resultado, si el lector ha completado el curso básico de física de licenciatura y un curso en circuitos eléctricos, le será fácil asimilar el material.

A medida que se progrese en cursos de laboratorio más avanzados (o aún después de graduarse), se apreciará la posibilidad de poder volver a referirse a las secciones sobre instrucciones de operación de instrumentos específicos (por ejemplo, del osciloscopio, el trazador de curvas, la fuente de poder, o el multímetro para ayudarse a conectar entre sí conjuntos de prueba y hacer mediciones válidas. Las secciones que tratan sobre las características de varios componentes de circuitos (resistencias, capacitores, inductores, baterías y pilas, relevadores, dispositivos de protección de circuitos y transductores eléctricos) deben ser una referencia rápida al diseñar circuitos y sistemas que los necesiten. Por último es probable que la información sobre conexiones a tierra, circuitos a tierra y fuentes de interferencia (y las técnicas para suprimirlas) sean probablemente consultadas cuando surjan problemas derivados de estas características tan comunes de los circuitos. En resumen, se ha tratado de reunir una

gran cantidad de información que será de utilidad en muchos de los cursos de laboratorio en la licenciatura en ingeniería eléctrica, y probablemente después.

Stanley Wolf

Richard F.M. Smith

Lenguaje de las Mediciones Eléctricas

Las mediciones y los instrumentos eléctricos se describen con ayuda de varios símbolos, convenciones y términos, muchos de los cuales son de uso exclusivo de la ciencia eléctrica. Se debe uno familiarizar con los más comunes de esos términos y símbolos antes de estudiar los detalles del funcionamiento de los instrumentos eléctricos y las técnicas de medición. La familiaridad con el “lenguaje” allana el camino para proseguir el estudio en cualquier campo.

De acuerdo con este principio, esta obra da comienzo con un capítulo que presenta algunos de los conceptos más generales relacionados con las mediciones eléctricas. Estos conceptos en particular son parte del vocabulario que se emplea para describir todas las etapas del trabajo de mediciones eléctricas. Debido a las naturaleza básica en esos conceptos, es posible que algunos lectores ya estén familiarizados con ellos y deben sentirse en libertad de no estudiar el material que ya les es familiar. Sin embargo, si se presentan dudas durante el estudio posterior, la información de este capítulo se puede emplear como referencia.

CARGA, VOLTAJE Y CORRIENTE

Primero se presentan los conceptos de carga eléctrica, corriente y voltaje. Las mediciones eléctricas casi siempre involucran la determinación de una o más de estas cantidades.

Carga Eléctrica

Los fenómenos eléctricos se originan por la naturaleza de las partículas que constituyen la materia. Por ejemplo, los átomos están formados más que nada por partículas cargadas eléctricamente. El núcleo de un átomo es una porción central que consiste en protones (que tienen una carga positiva) y de neutrones. El núcleo está rodeado por un enjambre de electrones. El electrón tiene una carga eléctrica que es igual en magnitud, pero opuesta en polaridad a la carga de un protón. Por lo tanto, un átomo eléctricamente neutro debe contener un número igual de electrones y protones.

Si se quita uno o más de los electrones de un átomo, ya no será neutro. Habrá menos electrones que protones y el átomo tendrá una carga neta positiva. Si se quitan los electrones de muchos átomos neutros de una sustancia y se alejan de las fronteras del cuerpo mismo, el cuerpo entero adquiere una carga neta positiva. De igual manera, si de algún modo se inyectan electrones a un cuerpo de materia eléctricamente neutra, el cuerpo adquiere una carga neta negativa.

La unidad empleada para describir una cantidad de carga es el *coulomb* (su abreviatura es C). Un coulomb es equivalente a la carga eléctrica total que posee un conjunto de 6.2×10^{18} electrones; por lo tanto, un electrón tiene una carga de $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$.¹

Un cuerpo que presente una carga neta experimentará una fuerza cuando esté colocado en la vecindad de otros cuerpos cargados. La magnitud de esta fuerza electrostática entre dos cuerpos con carga se calcula mediante la *Ley de Coulomb*, dada a conocer en 1785.

$$F = \frac{kQ_1Q_2}{d^2} \quad (1-1)$$

siendo Q_1 la carga, en coulombs, de un cuerpo, y Q_2 la carga del otro. F es la fuerza en *newtons*,² d es la distancia en metros que separa los cuerpos cargados, $k = (4\pi\epsilon_0)^{-1}$ es una constante cuyo valor es 9×10^9 , newtons-metro²/coulomb² (N-m²/C²), y ϵ_0 es la permitividad (constante dieléctrica) del espacio vacío, $8.85 \times 10^{-12} \text{C}^2/\text{N-m}^2$.

Si las cargas tienen polaridades iguales (es decir, ambas son positivas o negativas), la fuerza entre ellas es *repulsiva*. Si las cargas son de polaridad opuesta, la fuerza es *atractiva* (figura 1-1).

Ejemplo 1-1

Si se quitan todos los electrones de una moneda pequeña y son transferidos a una segunda moneda situada a 1.6 km de la primera, ¿Cuál es la carga en cada moneda y cuál es la fuerza de atracción? Hay aproximadamente 8.41×10^{23} electrones en una moneda.

¹El valor de la carga del electrón se descubrió más o menos un siglo después de haberse establecido la unidad de coulomb. Esta es la razón por la que la relación entre un coulomb y la carga de un electrón no es un número sencillo.

²Un *newton* es la fuerza necesaria para acelerar una masa de 1 kilogramo a 1 metro por segundo. La fuerza de 1 N es igual a la fuerza de 0.102 kg (0.2248 lb).

Solución

$$\begin{aligned} \text{a) } Q &= (8.41 \times 10^{23} \text{ electrones}) \times (1.6 \times 10^{-19} \text{ coulombs/electrón}) \\ &= 1.344 \text{ C en cada moneda.} \end{aligned}$$

$$\text{b) } F = \frac{kQ_1Q_2}{d^2} = \frac{\left(9 \times 10^9 \frac{\text{N} \cdot \text{m}^2}{\text{C}^2}\right)(1.344 \text{ C})^2}{\left(1.6 \times 10^3 \text{ m}\right)^2} = 6.35 \times 10^3 \text{ N}$$

Es probable que esta fuerza sea bastante grande para mover un vehículo con los frenos puestos en pavimento seco, aun a la distancia de 1.6 km.

Voltaje

El concepto de *voltaje* se relaciona con los conceptos de energía potencial y de trabajo. Esto es cuando se mueven cargas eléctricas en contra de la fuerza de un campo eléctrico, se debe efectuar trabajo para moverlos. Este trabajo implica un gasto de energía. Como la ley de conservación de la energía dice que ésta no se puede crear ni destruir, la energía empleada para mover cargas contra un campo eléctrico, debe convertirse a otra forma. Esta conversión es semejante a la conversión de energía implicada al levantar un peso contra la fuerza de la gravedad. La energía gastada al levantar un peso del piso hacia una mesa almacenada por el peso en su lugar sobre la mesa. La energía almacenada se llama *energía potencial* debido a que tiene el potencial para liberarse y reconvertirse en la energía (cinética) asociada con una masa en movimiento. Esto sucedería si el peso se dejara caer de la mesa [figura 1-2 a)].

Si una carga eléctrica está infinitamente alejada de otras cargas eléctricas, no se sentirá fuerza alguna de repulsión o de atracción debido a ellas. En ese punto, el *potencial electrostático* de la carga se define como cero. Si la carga se lleva entonces más cerca de otras cargas, su potencial electrostático (y su energía potencial) cambiarán. Esto es, si se mueve la carga hacia una carga de polaridad igual, debe ser movida contra la fuerza del campo eléctrico y con ello se aumentará su *energía potencial*. (Si se mueve la carga hacia cargas de polaridad opuesta, se mueve *con*, o a *favor* de la

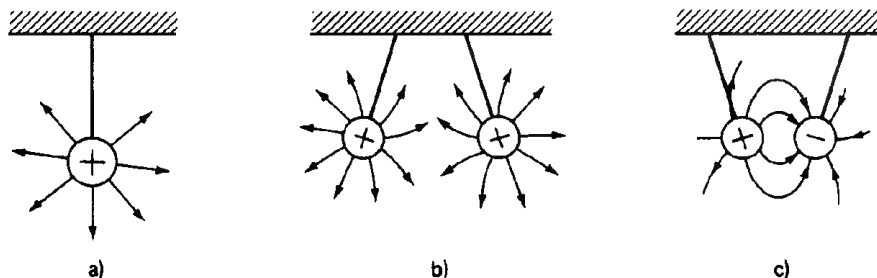


Figura 1-1 Fuerzas entre cuerpos cargados: a) líneas de campo eléctrico rodeando un cuerpo cargado; b) las cargas iguales se repelen; c) las cargas opuestas se atraen.

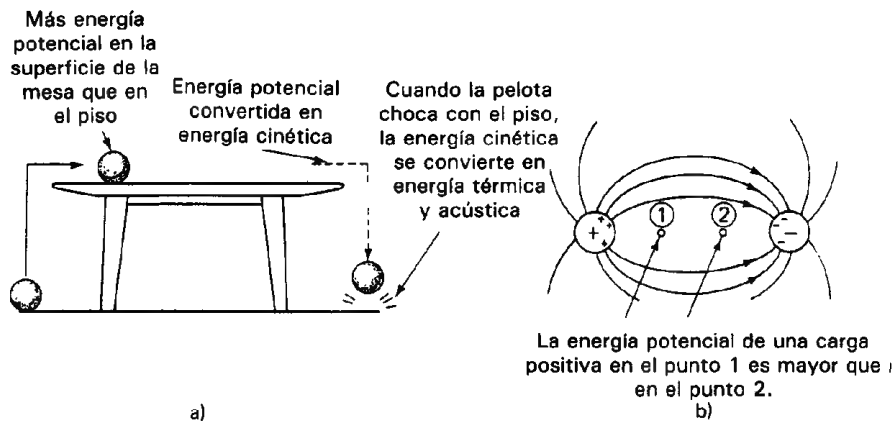


Figura 1-2 Diferencia de potencial en campos eléctricos y gravitacionales: a) energía potencial de una pelota en una mesa; b) energía potencial de una carga en un campo eléctrico.

fuerza del campo eléctrico, y por lo tanto perderá energía potencial.) Se define así el *potencial electrostático* de cualquier punto en el espacio como la energía, por unidad de carga, que se necesitaría para llevar la carga a ese punto desde un punto de cero potencial electrostático. Si se mueve un cuerpo con carga de un punto de un sistema eléctrico a otro, los dos puntos que localizan las posiciones de una partícula con carga antes y después de su cambio de posición se pueden caracterizar por la *diferencia de potencial* (electrostático) entre ellos. A la *diferencia de potencial* se le llama por lo general *voltaje* e indica cuánta energía adquiere o pierde (por unidad de carga) una partícula al moverse dentro del campo eléctrico [figura 1-2 b)].

Se dice que dos puntos en un sistema (p. ej., los puntos 1 y 2) tienen una diferencia de potencial de 1 *volt*, si se necesita 1 *joule*³ de energía para mover una carga de 1 coulomb de un punto al otro. Esto se escribe en forma matemática como sigue:

$$\text{diferencia de potencial}_{1-2} = \text{volts} = \frac{\text{joules}}{\text{coulomb}} \quad (1-2)$$

La unidad de diferencia de potencial es el *volt*.

Nótese de nuevo que es la diferencia de potencial entre *dos* puntos, lo que el voltaje mide. Sin embargo, en muchos sistemas prácticos, se escoge determinado nivel de potencial como nivel de referencia y se le asigna un valor arbitrario de cero. El potencial en todos los demás puntos del sistema se compara con este nivel. En esos sistemas se puede decir que puntos aislados del sistema tienen valores de voltaje, porque se supone que el valor cero del nivel de referencia es el segundo nivel con el cual se comparan otros niveles de potencial.

El planeta Tierra es el cero de referencia que se usa con mayor frecuencia⁴ (y también se le llama *tierra física*). Esto significa que el potencial de la tierra en cualquier punto al cual se conecte un circuito eléctrico se considera generalmente como cero.

Sin embargo, hay excepciones a lo anterior. Los sistemas de tierra de los hospitales y de los sistemas de cómputo son dos ejemplos comunes. Ambos sistemas de puesta a tierra son afectados adversamente por cambios muy pequeños en su conexión física a tierra o en su potencial. Por ejemplo, dos varillas de cobre hincadas en diferentes lugares pueden no estar al mismo potencial. Como existe una resistencia finita entre los dos lugares, cualquier diferencia de potencial entre las dos varillas establecerá un flujo de corriente entre ellas. Aunque las diferencias de potencial son por lo común pequeñas, las microcorrientes que originan no se pueden ignorar en las aplicaciones médicas electrónicas donde las personas o los animales estén sujetos a esas corrientes. También las computadoras son susceptibles a problemas de conexión a tierra si no se considera con cuidado el sistema de tierra.

Sin embargo, en circuitos que no están conectados a la tierra (como en los aeroplanos, los automóviles y los buques), se puede asignar por conveniencia un nivel potencial cero a otro punto o superficie (como p. ej., el fuselaje de la aeronave).

Corriente Eléctrica

Se define la *corriente eléctrica* como el número de cargas que se mueven más allá de un punto dado en un circuito en un segundo. Se escribe en forma matemática esta definición para una corriente estable como

$$i = \frac{q}{t} \quad (1-3)$$

siendo i la corriente y q la carga neta que pasa por el punto en t segundos. La unidad de corriente es el ampere (A), y 1 ampere quiere decir que se ha transportado 1 coulomb de carga más allá de un punto en 1 segundo. (Como la carga de un electrón único es aproximadamente $1.6 \times 10^{-19} \text{C}$, una corriente de 1 ampere corresponde a un flujo de aproximadamente 6×10^{18} electrones por segundo.) Las corrientes más pequeñas se describen con mayor comodidad usando el miliampere (mA, 10^{-3}), el microampere, (μA , 10^{-6}) o el picoampere (pA, 10^{-9}).

Las cargas en movimiento que constituyen la corriente pueden tomar formas tales como el movimiento de electrones en el vacío o en un sólido, o el movimiento de iones en líquidos o gases. La mayor parte de las corrientes que se encuentran en los circuitos eléctricos implican el movimiento de los electrones en sólidos o a través de vacío. Sin embargo, en dispositivos como las pilas, baterías o en ciertos transduc-

⁴Se define a el punto en el cual una carga eléctrica está infinitamente alejada de otras cargas como un punto de cero potencial eléctrico (es decir, que no experimenta fuerza alguna de atracción o de repulsión). Como la Tierra es eléctricamente neutra y tan grande, cualquier carga fabricada por el hombre no afectará en forma notoria esta neutralidad. Por lo tanto, para todo fin práctico, se puede definir también que la tierra tiene un potencial eléctrico igual a cero.

tores, la corriente puede implicar también el movimiento de iones positivos y negativos. Sin embargo, aquí se describirá sólo el fenómeno del flujo de corriente en un conductor sólido, porque es el tipo de corriente que se encuentra con mayor frecuencia en los circuitos de medición.

Los conductores eléctricos contienen esencialmente electrones libres que pueden moverse con bastante facilidad dentro de las fronteras del conductor. Cuando se aplica un campo eléctrico al conductor, se mueven esos electrones en respuesta al campo eléctrico aplicado. Si el conductor es un alambre (como se muestra en la figura 1-3) y el campo eléctrico se aplica en la dirección que se muestra, el movimiento de los electrones libres en el alambre será de izquierda a derecha. Se dice que la corriente resultante del movimiento de las cargas es de derecha a izquierda. El número total de electrones que se mueven a través de una sección transversal del alambre por unidad de tiempo es la magnitud de la corriente.

Cuando se aplica un voltaje a lo largo de un conductor, fluye casi instantáneamente una corriente a través de éste. La rapidez con la cual la corriente aparece en todo el conductor se debe a la velocidad a la cual se propaga el campo eléctrico dentro del conductor. (Esta velocidad es en efecto la velocidad de la luz aproximadamente 3×10^8 m/s.)

El campo eléctrico actúa sobre cada electrón en el conductor. La fuerza electrostática en los electrones, debida al campo, hace que adquieran un componente de velocidad promedio en la dirección del campo. Aunque este componente tiene un valor bastante bajo (del orden de 0.001 cm/s), la magnitud de la corriente puede ser, sin embargo, muy grande porque hay aproximadamente 10^{23} electrones libres por cada centímetro cúbico de material conductor.

UNIDADES ELECTRICAS

Para poder hablar cuantitativamente acerca de cualquier grupo de cantidades, se debe idear un sistema de *unidades* que describa una cantidad determinada de cada can-

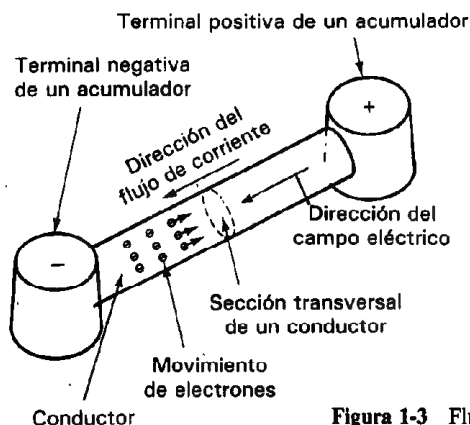


Figura 1-3 Flujo de corriente en un conductor.

TABLA 1-1 UNIDADES ELECTRICAS SI

Cantidad	Unidad	Abreviatura
Longitud	metro	m
Masa	kilogramo	kg
Tiempo	segundo	s
Corriente	ampere	A
Temperatura	grado Kelvin	°K
Voltaje	volt	V
Resistencia	ohm	Ω
Capacitancia	farad	F
Inductancia	henry	H
Energía	joule	J
Potencia	watt	W
Frecuencia	hertz	Hz
Carga	coulomb	C
Fuerza	newton	N
Flujo magnético	weber	Wb
Densidad de flujo magnético	webers/metro ²	Wb/m ²

tividad. El Sistema Internacional de Unidades (SI), que comprende las unidades que se emplean para describir cantidades eléctricas es el sistema de unidades que se emplea en este libro. La tabla 1-1 presenta las unidades SI empleadas con mayor frecuencia en relación con mediciones eléctricas.

El sistema SI se conocía antes como el sistema metro-kilogramo-segundo-ampere (MKSA) debido a que estas cuatro cantidades se emplean para definir todas las demás unidades utilizadas en el sistema. Antes de 1960, cuando se adoptaron como norma las unidades SI, también había otros sistemas aceptables en uso. Por lo tanto, todavía se les puede encontrar en algunas publicaciones más antiguas. Estos otros sistemas comprenden al sistema CGS (centímetro-gramo-segundo) y el sistema inglés gravitacional (pie-libra-segundo). Si se encuentran en otros lugares estos sistemas, se pueden usar factores de conversión para convertir las unidades en unidades SI.

ONDAS SENOIDALES, FRECUENCIA Y FASE

Los valores instantáneos de las señales eléctricas pueden graficarse cuando varían con el tiempo. A las gráficas obtenidas se les llama *formas de onda* de la señal. Las formas de onda de las señales se analizan y se miden en muchas aplicaciones eléctricas.

Hablando de manera general, si el valor de una onda permanece constante con el tiempo, a la señal se le llama *señal de corriente directa* (cd). Un ejemplo de señal de corriente directa es el voltaje suministrado por un acumulador. Si una señal varía con el tiempo y tiene valores instantáneos positivos y negativos, a la onda se le llama *onda de corriente alterna* (ca). Si la variación se repite en forma continua (independientemente de la forma de la repetición), a la onda se le llama *onda periódica*.

La forma de onda periódica que con más frecuencia se encuentra en los sistemas eléctricos es la *senoide*. Al describir sus características también se puede presentar las características más importantes que se emplean para definir otras ondas periódicas. La figura 1-4 muestra un ejemplo de una senoide. La expresión matemática de esta onda es

$$v = V_o \sen \omega t = V_o \sen (2\pi ft) \quad (1-4)$$

La amplitud de la onda senoidal (y también de otras formas de onda) es el valor máximo de la función y en este caso está dado por V_o en la ecuación (1-4). La frecuencia, f , de la onda senoidal (y de otras formas de onda periódicas) se define como el número de ciclos que pasan en un segundo. De acuerdo con lo anterior, a la frecuencia se le mide en ciclos por segundo o hertz (Hz). La duración en tiempo (en segundos) de un ciclo de una onda se llama *periodo*, T . La frecuencia y el periodo de la onda se relacionan mediante

$$f = \frac{1}{T} \quad (1-5)$$

Además, se define un ciclo de una onda como abarcando 2π radianes. Así, si se multiplica 2π por la frecuencia, se obtiene la frecuencia angular (ω) (en radianes) de la onda senoidal:

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (1-6)$$

Las unidades de ω son radianes por segundo.

En la figura 1-4 b), están graficadas dos ondas senoidales de frecuencia igual en un solo eje de tiempo. Las ecuaciones de ambas ondas no pueden ser idénticas, porque cada una tiene diferente valor instantáneo que la otra en cualquier momento. La manera en la que difieren las ecuaciones de las dos ondas es en el valor de sus *ángulos de fase*. El concepto de *ángulo de fase* implica la comparación de dos cantidades rela-

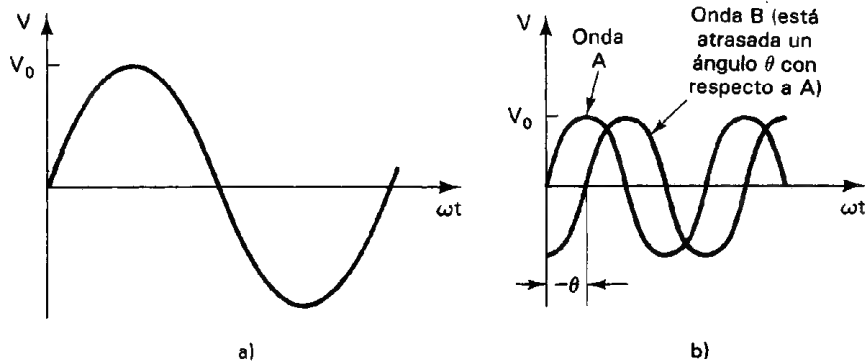


Figura 1-4 a) Onda senoidal; b) forma de onda.

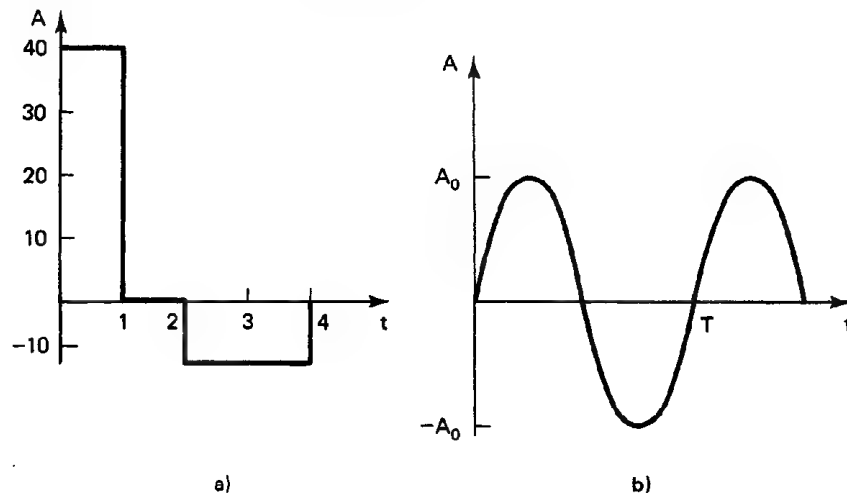


Figura 1-6

en donde T es la longitud del periodo de la curva y $f(t)$ es la ecuación de la forma de la onda.⁵

Ejemplo 1-2

Encontrar el valor promedio de las curvas que se muestran en la figura 1-6.

Solución. El valor promedio de la curva de la figura 1-6 a) se encuentra aplicando la ecuación (1-9):

$$a) \quad A_{\text{prom}} = \frac{(40 \times 1) + (0) - (10 \times 2)}{4} = \frac{20}{4} = 5$$

(Nótese que el área bajo la curva entre $t = 2$ y $t = 4$ es un área negativa.)

b) En este caso la curva es una senoide y el área bajo ella se encuentra empleando la ecuación (1-10).

$$\begin{aligned} A_{\text{prom}} &= \frac{1}{T} \int_0^T A_0 \sin \frac{2\pi t}{T} dt = \frac{A_0}{T} \int_0^T \sin \frac{2\pi}{T} t dt \\ &= -\frac{TA_0}{2\pi T} \left[\cos \frac{2\pi t}{T} \right]_0^T \end{aligned}$$

⁵Nótese que no es absolutamente necesario saber cálculo para continuar empleando este texto; pero el problema de calcular valores promedio es un ejemplo de un área donde los métodos numéricos del cálculo son casi indispensables para obtener resultados analíticos. Para aquellos que no estén familiarizados con el cálculo, los valores promedios de varias ondas comunes en las mediciones se presentan en la figura 1-7.

$$\begin{aligned}
 &= \frac{A_o}{2\pi} [(1) - (+1)] = 0 \\
 &= 0
 \end{aligned}$$

¡Este importante resultado muestra que el valor promedio de una onda puramente senoidal es cero!

Valores Cuadráticos Medios (RMS)

El segundo valor característico de una onda variable en el tiempo es el *valor rms*. (rms son las primeras letras de las palabras inglesas *root mean square*, cuya traducción al español es la raíz cuadrada del promedio de los cuadrados, definición complicada y larga. Por ello, se prefiere emplear en español los términos *rms* o *efectivo*.) De hecho este valor se usa con más frecuencia que el valor promedio para describir las ondas de señales eléctricas. La principal razón de ello es que el valor promedio de las ondas simétricas⁶ es cero. (El ejemplo 1-2 mostró que esto era válido en el caso de una onda senoidal.) Un valor cero ciertamente en realidad no da mucha información útil sobre las propiedades de una señal. En contraste, el valor rms de cualquier onda no es cero.

El valor rms de una onda se relaciona con su capacidad de *suministro de energía*. De acuerdo con esta interpretación, al valor rms a veces se le llama el *valor efectivo*. Se emplea este nombre debido a que el valor rms es igual al valor de una onda de cd que entregaría la misma potencia si sustituyera a la onda variable en cuestión.

Para calcular el valor rms, se eleva primero al cuadrado la magnitud de la onda en cada instante. (Esto hace positivo al valor, aunque la magnitud original de la onda sea negativa.) A continuación, se calcula el valor promedio (o media) de las magnitudes elevadas al cuadrado. Por último, se calcula la raíz cuadrada de este valor promedio para obtener el resultado. Debido a esta secuencia de cálculos que se deben realizar, al resultado se le da el nombre de *media cuadrática (RMS)*. La situación que condujo a un valor promedio cero, para algunas ondas, se evita porque el proceso de elevar al cuadrado hace positiva a toda la cantidad antes de calcular la media.

En matemáticas, el valor rms de una onda se escribe como

$$A_{rms} = \sqrt{\langle f(t)^2 \rangle} = \sqrt{\text{promedio} [f(t)^2]} \quad (1-11)$$

donde el símbolo $\langle \cdot \rangle$ indica que se toma el promedio de la cantidad dentro de los paréntesis. Para una onda dada, $f(t)$, el valor rms se encuentra empleando la expresión

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt} \quad (1-12)$$

siendo T la longitud de un periodo de la onda (en segundos).

⁶Por *simétrico*, se entiende en este contexto que una onda periódica tiene áreas iguales positivas y negativas.

Ejemplo 1-3

Encuéntrese el valor rms de la onda senoidal de la figura 1-6 b).

Solución.

$$A_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T A_o^2 \left(\sin \frac{2\pi}{T} t \right)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{A_o^2}{T} \left[\frac{t}{2} - \frac{T \sin \left(\frac{4\pi}{T} t \right)}{4\pi} \right]_0^T} = \frac{A_o}{\sqrt{2}}$$

Por lo tanto, el valor rms de las ondas senoidales es

$$A_{rms} = \frac{A_o}{\sqrt{2}} = 0.707 A_o \quad (1-13)$$

Al referirse a señales senoidales, es usual describirlas en términos de sus valores rms. Por ejemplo, la electricidad de 115 V, 60 Hz entregada a los consumidores domésticos en realidad es una onda senoidal cuya amplitud es de unos 163 V y cuyo valor rms es por lo tanto 115 V.

La figura 1-7 muestra seis formas de onda variables en el tiempo, que con frecuencia se encuentran en los trabajos de medición eléctrica. Los valores promedio y rms de cada una se dan con relación a sus amplitudes pico.

LENGUAJE DE LOS SISTEMAS DIGITALES DE MEDICION

Se pueden dividir los sistemas de instrumentación en dos categorías principales: sistemas analógicos y sistemas digitales. En los *sistemas analógicos*, la información de la medición se procesa y se despliega en forma analógica. La cantidad medida es una cantidad *analógica* (esto es, una cantidad cuyo valor puede variar de manera *continua*). En los *sistemas digitales*, se procesa y se despliega la información de la medición, en forma *digital*. Sin embargo, la mayoría de los fabricantes de sistemas electrónicos combinan hoy en día los componentes digitales y analógicos en sus productos para minimizar el costo y maximizar tanto su confiabilidad como su versatilidad. Un sistema puramente *analógico* maneja sólo funciones continuas, mientras que un sistema puramente digital opera sobre pulsos *discretos* o *discontinuos*. Como ejemplo, supóngase que se desea mostrar la velocidad de un automóvil. Uno de los modos en que se puede hacer esto es empleando un generador de arrastre, cuya señal de entrada se transmite a través de un cable conectado a un engrane en la transmisión. Este tipo de sistema de indicación de velocidad es un sistema *continuo* o *analógico*, porque todas las variables en el proceso son *continuas*. La misma velocidad del automóvil puede mostrarse en forma digital empleando un generador de pulsos conectado con la transmisión y una pantalla digital en la salida del generador de pulsos en el tablero de instrumentos. Un sistema más versátil usaría la señal digital para la velo-

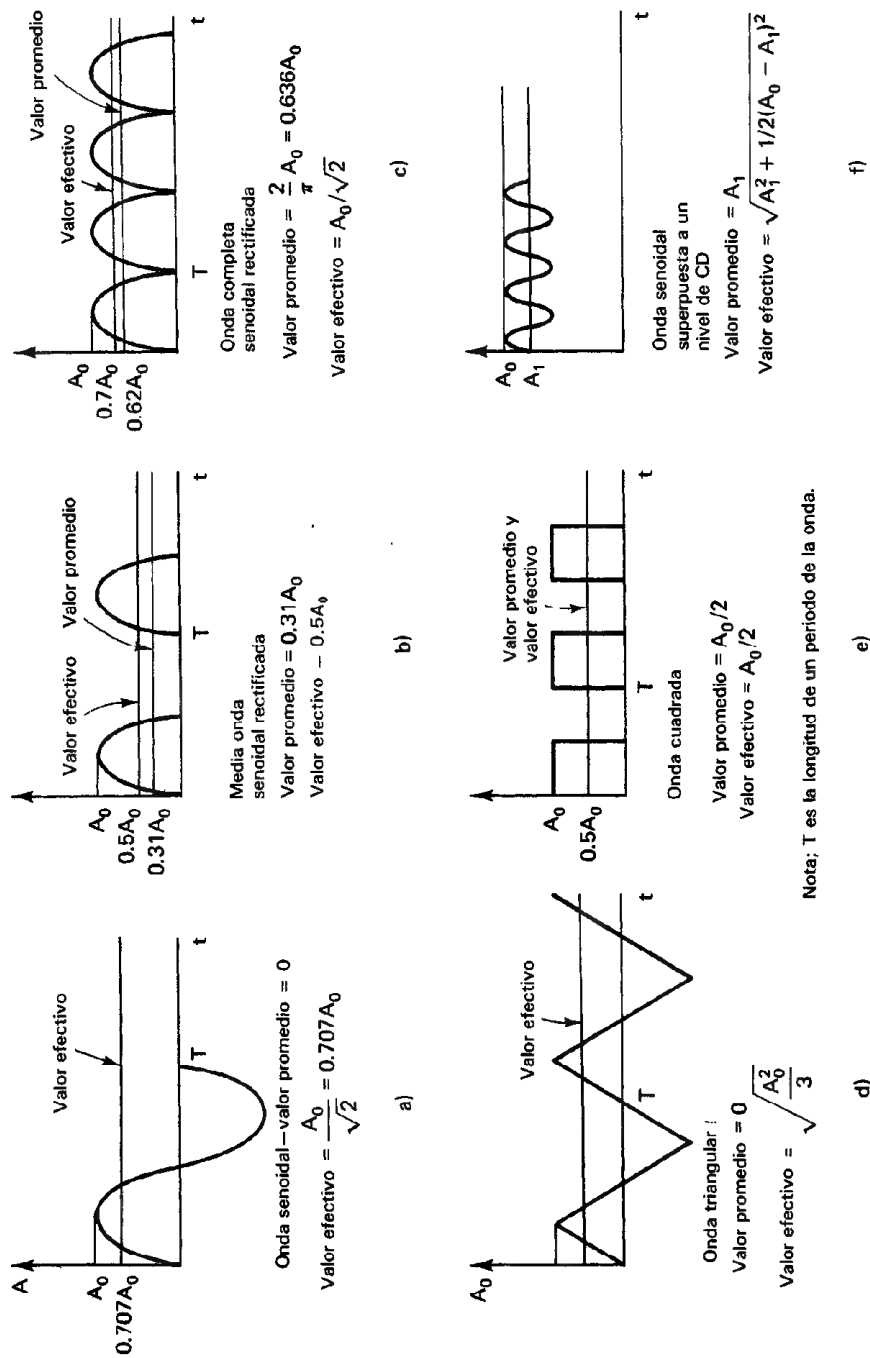


Figura 1-7 Valores promedio y efectivos de algunas ondas que se encuentran con frecuencia en las mediciones eléctricas.

cidad en combinación con otras señales, de modo que se pudieran mostrar también otras variables en forma digital en el tablero de instrumentos (p. ej., el rendimiento del combustible, la distancia recorrida, las rpm del motor y la distancia para vaciar el tanque). Simultáneamente, la misma señal digital podría usarse también para controlar la velocidad del automóvil (una función analógica) mediante el control de cruceo.

En esta sección se muestra una descripción gráfica de un sistema general de instrumentación digital en forma de diagrama de bloques. Para facilitar esto, se introducirán muchos de los términos que se emplean en la descripción de la operación de los sistemas electrónicos digitales. Sin embargo, el objetivo de la discusión estará limitado a aquellos términos necesarios para comprender la operación y la interconexión de los instrumentos digitales. No es de esperarse que este libro sea una introducción a la teoría y el diseño de la electrónica digital. Para los lectores interesados se muestran algunas referencias excelentes en la lista al final del capítulo.

En capítulos posteriores se presenta una descripción más detallada de los instrumentos digitales, los sistemas digitales de medición, y sus componentes. Cuando se estudien estos capítulos, se aconseja a los lectores que refresquen sus conocimientos de algunos de los términos básicos digitales. Esta sección está diseñada para dar una fuente conveniente de referencia para este propósito.

En la figura 1-8 se muestra un diagrama de bloques de un instrumento digital básico. Se puede ver que se recibe una señal analógica en el instrumento digital de un circuito o de un transductor que se esté probando. Típicamente el instrumento somete primero la señal analógica a amplificación. A continuación, se convierte la señal amplificada a la forma digital mediante un circuito de conversión analógico a digital (A/D). Por último, aparece la señal digital que se muestra en un dispositivo de pantalla digital, o se pone a disposición para su transmisión a otros instrumentos digitales (como registradores o computadoras) para su ulterior proceso y despliegue. Nó-

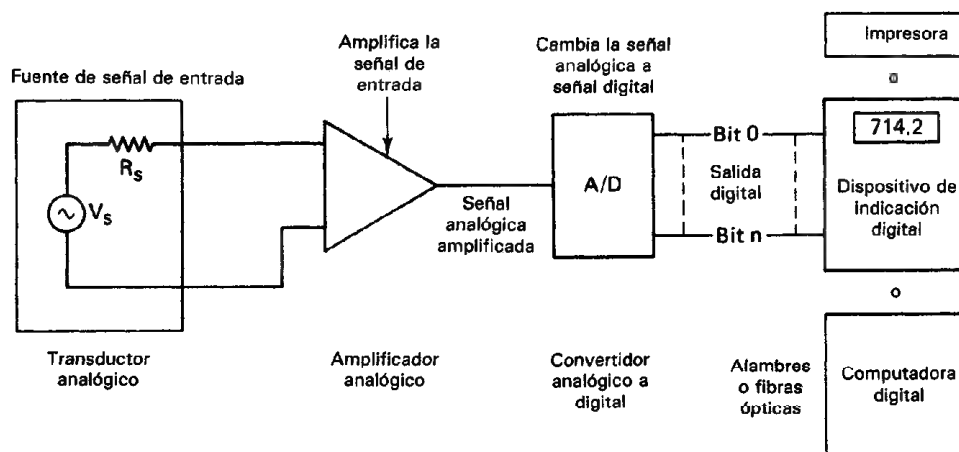


Figura 1-8 Diagrama de bloques de un instrumento digital básico.

tese que cada uno de los bloques de este diagrama está programado para tratamiento posterior en el libro. En forma más específica 1) los transductores y su operación se describen en el capítulo 14, 2) los amplificadores en el capítulo 15 (incluyendo los amplificadores de instrumentación utilizados en muchos sistemas), 3) las técnicas de conversión analógico a digital y los dispositivos de despliegue digital (pantallas digitales) en el capítulo 5, 4) los dispositivos de registro digital en el capítulo 7, y 5) sistemas digitales, incluyendo las *conexiones* o *interfases* adecuadas que deben existir entre varios tipos de instrumentos y dispositivos digitales, en el capítulo 18.

Nomenclatura de Datos Digitales

La salida de los instrumentos digitales de medición consiste de datos representados en un formato digital. Para introducir el concepto del formato digital, considérese que los datos en este formato pueden emplearse para activar dispositivos de presentación digital (como se muestra en la figura 1-8), mostrando así la salida en forma de pantalla numérica. Para poder diseñar los dispositivos de indicación visual de modo que puedan responder a los datos digitales de manera adecuada, es necesario poder primero identificar e interpretar el formato digital particular en el que se presentan los datos.

La mayor parte de los formatos de datos se basan en niveles de señal que se restringen a valores o estados binarios (esto es, sólo uno de dos valores posibles).⁷ Los dos estados se representan por los símbolos 1 y 0, que son conocidos como *dígitos binarios* o por las palabras VERDADERO o FALSO. A los dígitos binarios se les llama con frecuencia *bits* (una contracción de binary digits, en inglés). Se puede hacer que VERDADERO se refiera ya sea al 1 o al 0, y FALSO se referiría entonces a 0 o a 1 respectivamente. El uso de VERDADERO y FALSO es muy útil en el análisis de dispositivos lógicos proposicionales y activos bajos. Los dígitos que se emplean en el sistema decimal de numeración 0, 1, 2, 3, . . . , 9, se llaman *dígitos decimales*. Los grupos de *bits* se llaman *bytes*, *palabras*, o *secuencias* con delineadores.

En la mayor parte de los sistemas digitales la cantidad eléctrica que representa los dos estados binarios es o bien una corriente o un voltaje que tienen una de dos amplitudes discretas. Por ejemplo, las dos amplitudes de voltaje que representan los dígitos binarios en un sistema podrían ser $+5.0\text{ V} = 1$, y $0.0\text{ V} = 0$, o bien $+3.4\text{ V} = 1$ y $+0.4\text{ V} = 0$. De hecho, en los sistemas digitales prácticos, los valores de voltaje que representan al 1 y al 0 son en realidad rangos de voltaje. Esto es, cualquier voltaje de 2.4 a 5.0 V sería interpretado como un 1 (voltaje nominal $3.4\text{ V} = 1$), y cualquier voltaje en el rango de 0.0 a 0.4 (voltaje nominal $0.4\text{ V} = 0$) sería interpretado como un 0 (figura 1-9). Los rangos son distintos para cada tipo de lógica como TTL, CMOS, I²L, ECL. Empleando transistores o amplificadores operacionales, se puede crear y emplear cualquier rango de voltaje.

Para representar un valor de datos medidos en forma digital, se debe emplear un grupo de esos dígitos binarios (bits). Por ejemplo, un valor tal como 25 expresa-

⁷ En muchos sistemas basados en microprocesadores, también se emplea un dispositivo de tres valores. Este dispositivo tiene los dos estados binarios y un tercer estado que es un estado de alta impedancia.

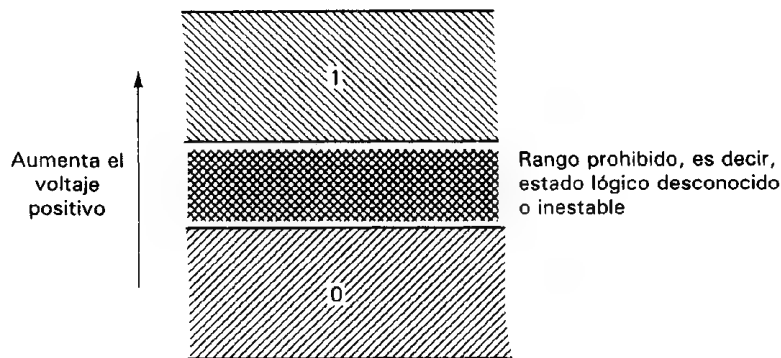


Figura 1-9 Rango de señal de nivel lógico. Un nivel de voltaje de cualquier valor dentro del rango 1 o el rango 0 se considera como 1 o 0, respectivamente.

do en forma decimal (es decir, empleando los dígitos decimales 2 y 5) se puede representar en forma binaria (es decir, empleando sólo bits 0 y 1) como 11001. Nótese que el número binario 11001 está compuesto de 5 bits.

Los sistemas o los instrumentos electrónicos digitales están diseñados típicamente para funcionar manejando datos formateados en grupos que contienen un número específico de bits. Por ejemplo, cada dígito decimal o carácter alfabético puede representarse mediante un grupo formado por una combinación única de bits. A estos grupos se les conoce como *palabras digitales*. Las palabras digitales contienen por lo general grupos de 4, 8, 16 o 32 bits, pero a veces se emplean palabras de otras longitudes. Por ejemplo, la palabra para el número 9 en un formato de 8 bits sería 10001001, mientras que en un formato de palabras de 4 bits sería 1001. Las palabras digitales de 8 bits, debido a su amplio empleo, han adquirido su propio nombre y se conocen como *bytes*. Nótese que al bit más hacia la izquierda de una palabra digital se le llama *bit más significativo*, mientras que al bit más hacia la derecha se le llama *bit menos significativo*. Una representación gráfica de una señal digital, que muestra las variaciones del estado lógico a través del tiempo, se llama *onda digital*. Por ejemplo, la figura 1-10 muestra una onda digital del dígito decimal 9, representada por una palabra binaria de 8 bits, o byte, con niveles lógicos 1 = +3.4 V y 0 = +0.4 V.

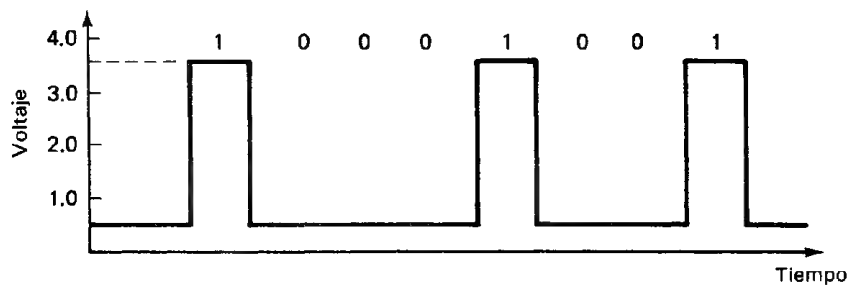


Figura 1-10 Representación del dígito decimal 9, como una palabra digital de 8 bits (o un byte). Nótese que "1" = +3.4 V y "0" = 0.4 V.

Se acostumbra describir los sistemas en los cuales el dígito binario 1 está representado por el más positivo de los dos niveles del bit, como sistemas que emplean lógica *positiva* [figura 1-11 a)]. En sistemas en donde el dígito binario 0 está representado por el nivel más positivo, se dice que el sistema emplea lógica *negativa* [figura 1-11 b)]. Esto es, dos ejemplos de niveles lógicos binarios *positivos* serían $1 = +5 \text{ V}$ y $0 = -5 \text{ V}$, y $1 = +3.4 \text{ V}$ y $0 = +0.4 \text{ V}$. Dos ejemplos de niveles binarios lógicos *negativos* serían $1 = -5 \text{ V}$ y $0 = +5 \text{ V}$, y $1 = +0.4 \text{ V}$ y $0 = +3.4 \text{ V}$.

Los sistemas digitales están diseñados para transportar palabras digitales de una parte del sistema a otra. Esta transmisión puede hacerse en forma paralela o en serie. En la transmisión *en serie*, o *serial*, se manda cada vez un bit de cada palabra de una parte del sistema a la otra, y se requiere sólo una trayectoria para la señal. En la transmisión *en paralelo*, o *paralela*, se transmiten en forma simultánea todos los bits de una palabra y esto requiere que haya una trayectoria individual disponible (p. ej., un alambre o conductor) para cada bit. Así, un sistema digital que emplee palabras de 8 bits y transmisión en paralelo necesitará ocho trayectorias de señal en paralelo entre aquellas partes del sistema entre las que se transmiten las palabras. A veces, la información digital se transmite en serie en una parte del sistema y en paralelo en otra. En tales casos, se debe emplear la conversión paralelo a serie o de serie a paralelo para hacer compatibles los formatos de transmisión.

Códigos Digitales

En la sección anterior se presentó el concepto de expresar un número decimal (p. ej. 25) en formato binario (p. ej. 11001). Hay muchos otros formatos digitales (que también emplean dígitos binarios, pero en agrupamientos modificados) en los que se pueden expresar o *codificar* los datos. Cada uno de estos formatos específicos, o *códigos digitales*, pueden ser igualados con un alfabeto digital separado. A continuación se describirán los que se usan con mayor frecuencia: el binario, el decimal codificado binario BCD y el ASCII (American Standard Code for Information Interchange).

El formato *binario* (al cual se le llama código binario directo) consiste de números expresados mediante combinaciones de los dos estados mencionados anteriormente "0" y "1". En código binario directo el número decimal "0" también se

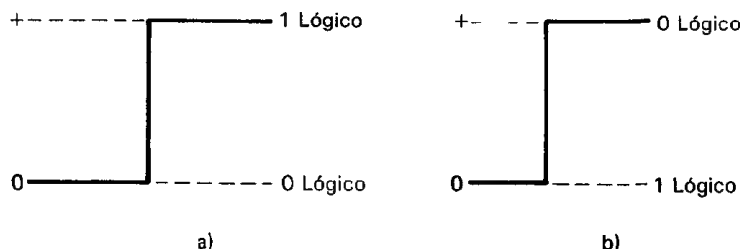


Figura 1-11 Los sistemas digitales usan una de dos convenciones de lógica: a) lógica positiva; b) lógica negativa.

representa por "0", y el número decimal "1" se representa por "1". Los números mayores se generan empleando el sistema de conteo binario que se funda en una *base* o raíz, de 2. Por ejemplo, el número binario 11001_2 (el subíndice 2 identifica al número como representado en el sistema de conteo binario) es equivalente (leyendo de izquierda a derecha) o bien

$$1101_2 = (1 \times 2^4) + (1 \times 2^3) + (0 \times 2^2) + (0 \times 2^1) + (1 \times 2^0)$$

en donde

$$2^4 = 16, \quad 2^3 = 8, \quad 2^2 = 4, \quad 2^1 = 2, \quad \text{y} \quad 2^0 = 1$$

(en el sistema de números decimales)

Así

$$11001_2 = 16_{10} + 8_{10} + 0 + 0 + 1_{10} = 25_{10}$$

La tabla 1-2 muestra ejemplos de otros números decimales sencillos convertidos a la forma binaria directa.

**TABLA 1-2 CONVERSION
DE ALGUNOS DECIMALES**

0	0000	10	1010
1	0001	15	1111
2	0010	16	10000
3	0011	17	10001
4	0100	32	100000
5	0101	64	1000000
6	0110	128	10000000
7	0111		
8	1000		
9	1001		

Se ve que un grupo de 4 bits puede representar cualquiera de los 16 números decimales (del 0 al 15), y que un número progresivamente mayor de bits es necesario para representar números decimales mayores en el código binario directo.

El segundo código digital de nuestra exposición se emplea bastante, se conoce como *decimal codificado binario* (abreviado como BCD, de las palabras en inglés Binary-Coded-Decimal). Se vio que en código binario se puede representar cualquier número por un grupo de bits. En el BCD, se usa un grupo de 4 bits para representar cada dígito decimal. Las posiciones de los 4 bits se interpretan como en el código binario. La tabla 1-3 muestra cómo se expresan los números decimales en el código BCD.

Para expresar números decimales mayores que 9 en el BCD, se emplea un grupo separado de 4 bits para cada número.

TABLA 1-3 DÍGITOS DECIMALES EXPRESADOS EN CÓDIGO DECIMAL CODIFICADO A BINARIO BCD

Conjunto de 4 dígitos binarios	Dígito decimal	Conjunto de 4 dígitos binarios	Dígito decimal	Conjunto de 4 dígitos binarios	Dígito decimal
0000	0	0101	5	1010	indefinido
0001	1	0110	6	1011	indefinido
0010	2	0111	7	1100	indefinido
0011	3	1000	8	1101	indefinido
0100	4	1001	9	1110	indefinido
				1111	indefinido

Ejemplo 1-4

Exprésense los siguientes números decimales en código decimal codificado a binaria BCD: a) 83_{10} ; b) 495_{10} .

Solución.

a) $83_{10} = \overset{8}{1000} \overset{3}{0011}$ en BCD.

b) $495_{10} = \overset{4}{0100} \overset{9}{1001} \overset{5}{0101}$ en BCD.

Es evidente que el BCD es un código conveniente pero algo superfluo para representar números digitales. Se necesitan más bits para representar un número decimal que en *código binario*. Por ejemplo, el número 83_{10} necesita 8 bits en código BCD (1000 0011), pero sólo 7 dígitos en código binario directo (1010011_2). Sin embargo, la comodidad y la relativa facilidad para interpretar un número expresado en BCD lo ha hecho uno de los códigos digitales de mayor uso (es decir, es más fácil de interpretar 1000 0011 como igual a 83_{10} que calcular el valor decimal de 1010011_2).

En este punto es útil definir las palabras *codificar* y *decodificar*. Se señaló que la mayor parte de los sistemas electrónicos digitales se basan en señales de corriente o voltaje que asumen uno de dos estados binarios: el “0 lógico” y el “1 lógico”. Por lo tanto, los sistemas deben efectuar operaciones aritméticas empleando la aritmética binaria. Sin embargo, los seres humanos estamos acostumbrados a trabajar con números formateados en sistema decimal. Así, con frecuencia se desea poder convertir números en formato decimal a formatos digitales. El proceso de convertir números con formato decimal (y otros símbolos, incluyendo los caracteres alfabéticos) en los distintos formatos digitales se llama *codificación*. Los sistemas electrónicos digitales pueden entonces trabajar con estos números digitales codificados. Cuando se tenga que obtener la salida en forma decimal, se *decodifican* al formato decimal los números de formato digital.⁸ Los dispositivos electrónicos específicos diseñados para lle-

⁸Nótese que, en general, *codificar* significa cambiar información de un código a otro, mientras que *decodificar* significa el inverso de la codificación previa. A veces se usan estas definiciones más generales.

var a cabo esas operaciones son los codificadores y los decodificadores. Por ejemplo, un *codificador decimal a BCD* convertiría los números en formato decimal que se suministrarán a sus entradas a números en formato BCD en su salida. Un decodificador BCD a decimal, por otro lado, invertiría el proceso y presentaría información en formato decimal en su salida. En el capítulo 5 se mostrará cómo se emplean los decodificadores para operar la presentación digital de un instrumento digital.

Como se hizo notar en el pie de página, no es necesario restringir el proceso de codificación y decodificación a dígitos decimales. También es importante codificar otros símbolos, tales como los caracteres del alfabeto; símbolos como +, —, *, #, \$, %, !, y @; y ciertas operaciones de teclado (para emplear en teletipos, etc.) como “regreso de carro”, “retroceder”, “mayúsculas”, y “espacio”. Existe un código digital “alfanumérico” para codificar estos símbolos (incluyendo el alfabeto, los números decimales, 28 símbolos y una variedad de funciones de control en el teclado). Se le conoce como el *Código ASCII* (*American Standard Code for Information Interchange*). Se desarrolló en primera instancia para permitir la codificación de números, caracteres alfabéticos y símbolos en los teletipos. Se usan siete bits de información binaria para codificar cada uno de los caracteres. La tabla 1-4 presenta este código ASCII. Enlista las 128 palabras de código ASCII de siete bits, incluyendo los 26 caracteres alfabéticos, los 18 dígitos decimales y los 28 símbolos. Las restantes 64 palabras del código son operaciones de teclado (sus abreviaturas aparecen en la tabla inferior) o caracteres alfabéticos en minúscula. Otros códigos digitales alfanuméricos comprenden al código *EBDCIC* (*Extended Binary Decimal Interchange Code*) y al *Código Selectric*. Ambos se emplean principalmente en máquinas IBM y son semejantes al ASCII. Hay numerosos códigos empleados en la industria. Cuando los datos digitales están en una secuencia continua (p. ej. de un codificador de eje) se emplea el código *reflejado*, porque sólo cambia 1 bit de un número al siguiente.

Circuitos Lógicos de Combinación y Secuenciales; Diagramas de Sincronización

Los dispositivos electrónicos que operan las señales digitales y las transmiten de una parte de un sistema digital a otra se llaman *compuertas*. Las compuertas, que son los bloques de construcción de los circuitos digitales están formados por lo general de transistores, diodos, resistencias, etc., conectados en circuitos de configuraciones específicas para llevar a cabo las operaciones lógicas digitales necesarias. Los circuitos lógicos digitales que se construyen con estas compuertas están diseñados para responder a señales digitales de entrada de acuerdo a las reglas del *álgebra booleana*, o *álgebra de Boole*. Los temas de diseño de sistemas digitales y electrónica digital tratan del estudio del álgebra de Boole y de su aplicación al análisis y diseño de sistemas electrónicos digitales. Es suficiente para esta exposición mencionar que hay dos amplias clases de circuitos lógicos digitales: circuitos lógicos de combinación y circuitos lógicos secuenciales o máquinas de estado algorítmico.

TABLA 1-4 CODIGO ASCII^a

Bits 3-6		0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
Bits 0-2		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
000	0	NUL	SOH	STX	ETX	EOT	ENQ	ACK	BEL	BS	HT	LF	VT	FF	CR	SO	SI
001	1	DLE	DC1	DC2	DC3	DC4	NAK	SYN	ETB	CAN	EM	SUB	ESC	FS	GS	RS	US
010	2	SP	!	"	#	\$	%	&	'	()	*	+	,	-	.	/
011	3	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	;	<	=	>	?
100	4	@	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O
101	5	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	[\]	^	_
110	6	'	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k	l	m	n	o
111	7	p	q	r	s	t	u	v	w	x	y	z	{		}	~	DEL

^aLos símbolos y las abreviaturas son los siguientes:

Renglón/ columna	Símbolo	Nombre	Carácter de control	Función
2/0	SP	Espacio (no se imprime)	NUL	Nulo
2/1	!	Signo de admiración	SOH	Principio de encabezado
2/2	"	Comillas	STX	Principio de texto
2/3	#	Número	ETX	Fin de texto
2/4	\$	Dólares	EOT	Fin de transmisión
2/5	%	Por ciento	ENQ	Pregunta
2/6	&	Y	ACK	Reconocimiento
2/7	'	Apóstrofe (se cierra una comilla; acento agudo)	BEL	Campana (señal audible)
2/8	(Se abre paréntesis	BS	Espacio hacia atrás
2/9)	Se cierra paréntesis	HT	Tabulación horizontal (salto en tarjeta perforada)
2/A	*	Asterisco	LF	Alimentación de línea
2/B	+	Más	VT	Tabulación vertical
2/C	,	Coma	FF	Alimentación de forma
2/D	-	Guión (menos)	CR	Regreso de carro
2/E	.	Punto (punto decimal)	SO	Mayúsculas desactivadas
2/F	/	Diagonal	SI	Mayúsculas activadas
3/A	:	Dos puntos	DLE	Escape de eslabón de datos
3/B	;	Punto y coma	DC1	Dispositivo de control 1
3/C	<	Menor que	DC2	Dispositivo de control 2
3/D	=	Igual	DC3	Dispositivo de control 3
3/E	>	Mayor que	DC4	Dispositivo de control 4 (Alto)
3/F	?	Signo de interrogación	NAK	Reconocimiento negativo
4/0	@	Arroba	SYN	Marcha mínima síncrona
5/B	[Se abre paréntesis rectangular	ETB	Fin de bloque de transmisión
5/C	\	Diagonal invertida	CAN	Cancelar
5/D]	Se cierra paréntesis rectangular	EM	Fin del medio
5/E	^	Circunflejo	SUB	Sustituir
5/F	`	Subrayado	ESC	Escape
6/0	'	Acento grave (se abre una comilla)	FS	Generador de archivo
7/B	{	Se abre llave	GS	Separador de grupo
7/C		Línea vertical	RS	Separador de registro
7/D	}	Se cierra llave	US	Separador de unidad
7/E	~	Línea superior (tilde, acento general)	DEL	Omitir

En los *circuitos lógicos de combinación*, si una combinación dada de niveles digitales lógicos se aplica simultáneamente a las entradas del circuito digital, ocurrirá una respuesta específica directamente en las salidas del circuito. En los *circuitos lógicos secuenciales*, se introduce el elemento tiempo al sistema. Para una salida deseada, no sólo se debe tener la combinación correcta de señales digitales con los niveles lógicos adecuados en las entradas del circuito digital, sino que los niveles lógicos deben aparecer en las entradas en el orden correcto con respecto al tiempo (de modo semejante al procedimiento que debe seguirse cuando se usa una combinación de números para abrir una caja fuerte. Un ejemplo típico de una máquina de estado es una máquina de venta automática.

La mayoría de los instrumentos y sistemas digitales emplean los circuitos secuenciales lógicos (dependientes del tiempo). Por esto se debe hacer énfasis en el hecho de que el funcionamiento adecuado de los circuitos secuenciales depende en forma crítica de las relaciones de sincronización entre las actividades que se lleven a cabo en el sistema digital. Por ejemplo, si se ha de transferir en serie una palabra de 8 bits a través de una línea de datos en un sistema secuencial, se deben mantener relaciones específicas de sincronización, o de tiempo, dentro del sistema. Esto es, si los bits de los datos no aparecen en la línea exactamente en los tiempos correctos, lo más probable es que se perderán en forma irrevocable y ya no se transferirán a los siguientes pasos de la operación.

Las herramientas empleadas para ilustrar las relaciones específicas de sincronización que necesitan los circuitos digitales secuenciales son el *diagrama de sincronización*, el *diagrama de estado*, o la *carta de máquina algorítmica* (carta ASM). Estas muestran las diversas señales en el circuito digital como función del tiempo o del estado. Al construir diagramas de sincronización, se grafican por lo general varias variables en la misma escala de tiempo, para que se pueda observar con facilidad el momento en que las variables cambian las unas con respecto a las otras.

Por ejemplo, puede tomar un tiempo finito para que la señal de salida en una compuerta reaccione a un cambio en su señal de entrada. Esto indica que el cambio en la señal de salida de la compuerta está retrasado con respecto al cambio en la señal de entrada. La figura 1-12 es un diagrama sencillo de sincronización que demuestra el retraso asociado con la señal de salida de una compuerta conocida como *inversor*. Muestra que el cambio en la señal de salida está retrasado un lapso ϵ_1 cuando la señal de entrada cambia de 0 a 1, y por un lapso ϵ_2 cuando la señal de entrada cambia de 1 a 0.

Los circuitos digitales secuenciales se dividen a su vez en dos subclases de circuitos, los *circuitos temporizados* y los *circuitos no temporizados*. A los circuitos secuenciales temporizados se les conoce por lo general como *circuitos síncronos* y a los circuitos secuenciales no temporizados se les llama *circuitos asíncronos*.

En todos los *circuitos síncronos* se emplea un oscilador maestro (que se llama *reloj*) para dar un tren de pulsos regulares de sincronización. Los pulsos del reloj del sistema controlan la operación de todos los elementos de éste. Los únicos momentos durante los que se permite que los eventos del sistema sucedan son durante uno de esos pulsos del reloj. (Por ejemplo, la transferencia de datos de un punto en el cir-

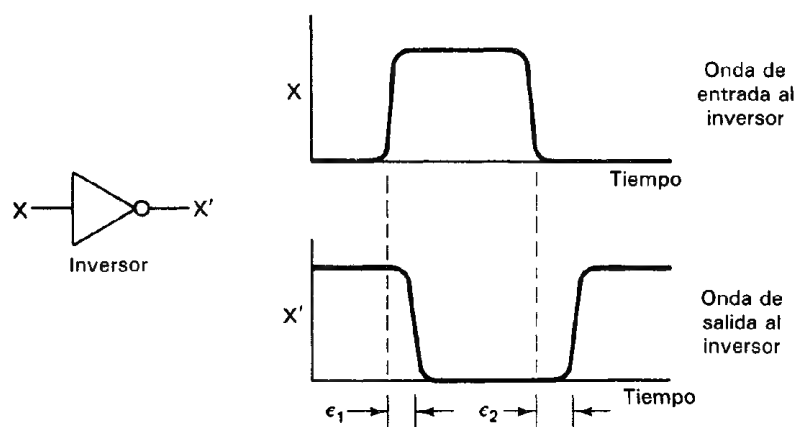


Figura 1-12 Diagrama de sincronización para ilustrar el tiempo de propagación en un inversor.

cuito a otro sólo puede suceder dentro de la duración de un pulso de reloj.) El circuito es inerte durante todos los demás intervalos. Un ejemplo de máquina síncrona es una computadora personal.

En los *circuitos asíncronos secuenciales*, los eventos pueden suceder inmediatamente después de haberse completado el evento previo. Esto es, no es necesario esperar la llegada de otro pulso de reloj antes de iniciar el siguiente evento. (Un ejemplo de un sistema asíncrono es un circuito telefónico de botones. El usuario puede teclear otro número tan pronto como el anterior haya sido registrado.) Sin embargo, debe haber algún método en los sistemas asíncronos para informar a los dispositivos digitales transmisores y receptores que se ha iniciado y terminado en forma correcta la transmisión de una palabra digital. La descripción de las diversas técnicas que se emplean para llevar a cabo esta tarea pertenece al tema de la *interconexión*, o interfase entre circuitos digitales e instrumentos. Por lo tanto, en el capítulo 18 se presenta una descripción más completa de este tema, en donde se tratan los instrumentos digitales y sus requerimientos de interfase.

PROBLEMAS

1. ¿A cuántos coulombs equivale cada una de las siguientes cantidades de electrones?
 - a) 51.6×10^{18}
 - b) 1.0×10^{19}
 - c) 7.55×10^{15}
2. Calcúlese la fuerza (en libras) que existe entre una carga positiva de 0.4 C y una carga negativa de 1.2 C, separadas 30 cm entre sí.
3. Una moneda de cobre tiene una masa de 3.1 g y contiene aproximadamente 2.9×10^{22} átomos. Supóngase que se quita un electrón de cada átomo y que todos estos electrones se separan de la moneda a una distancia tal que la fuerza de atracción entre la moneda con carga positiva y el grupo de electrones trasladados es de 0.7 N. ¿A qué distancia debe estar la moneda y el grupo de electrones?

4. a) Si se necesitan 50 J de energía para mover 5 C de carga desde el infinito hasta algún punto A en el espacio, ¿cuál es la diferencia de potencial entre el infinito y el punto A?
- b) Si se necesitan otros 24 joules para mover los 5 C desde el punto A hasta el punto B, ¿cuál es la diferencia de potencial entre el punto A y el punto B?
5. Si la diferencia de potencial entre dos puntos en un circuito eléctrico es de 40 V, ¿cuánto trabajo se necesita para mover 15 C de carga de un punto a otro?
6. Enliste tres ubicaciones posibles distintas en las que el potencial electrostático de un punto se puede definir con valor cero.
7. Un cuerpo conectado a una tierra física mediante un conductor eléctrico está a potencial eléctrico cero. Se le agrega una carga de 25 C. ¿Cuál es ahora el potencial del cuerpo? Explíquese la respuesta.
8. ¿Qué se entiende por “electrón libre” al calificar los electrones en los cuerpos materiales? Explíquese por qué algunos materiales sí son conductores de electricidad mientras que otros no.
9. Si pasan 40.847×10^{18} electrones por un conductor en 13 s, calcúlese la corriente que fluya en el conductor durante este lapso.
10. ¿Cuántos electrones pasan a través de un conductor si una corriente estable de 15 mA fluye durante 10 minutos?
11. Si la corriente que fluye por un conductor es de 5 mA, ¿cuánto tiempo se necesita para que fluyan 0.0064 C por el conductor?
12. Para la onda que se muestra en la figura P1-1,

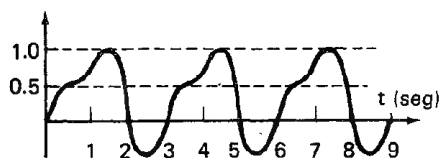


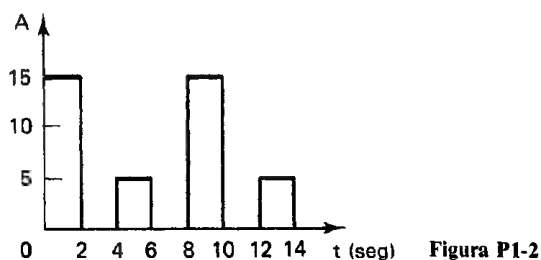
Figura P1-1

- a) Calcúlese el periodo T .
- b) ¿Cuántos ciclos de la onda se muestran?
- c) ¿Cuál es la frecuencia de la onda?
- d) ¿Cuál es su amplitud?
13. a) Dibújense dos ondas senoidales y llámesele a una de ellas *corriente* y a la otra *voltaje*.
- b) Dibújese la onda de voltaje con una amplitud doble de la corriente, pero con la misma frecuencia.
- c) Dibújense las ondas en el mismo conjunto de ejes y hágase que la onda de voltaje preceda a la de corriente por 45° .
14. Repítase el problema 13, pero dibújese la onda de corriente adelantada 180° a la de voltaje.
15. Conviértanse las siguientes cantidades en grados, a radianes.
 - a) 30°
 - b) 90°
 - c) 240°
16. Calcúlese la velocidad angular, en radianes por segundo, de las ondas que tienen las siguientes frecuencias:
 - a) 60 Hz
 - b) 500 Hz
 - c) 0.05 MHz

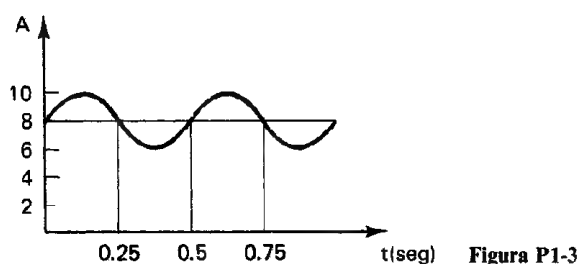
17. Calcúlese las amplitudes y frecuencias de las siguientes ondas:

- a) $40 \cos 377t$
- b) $-63 \sin (14t)$
- c) $0.015 \sin (800t)$

18. Calcúlese el valor promedio de la onda de corriente que se muestra en la figura P1-2.

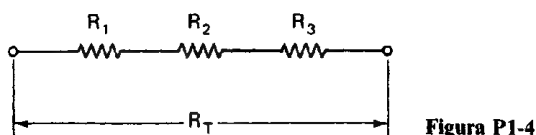


19. a) Calcúlese el valor promedio de la onda que se muestra en la figura P1-3.



- b) Calcúlese el valor promedio de esta onda en la primera mitad del ciclo.
 - c) Calcúlese el valor efectivo de la onda completa, y
 - d) Calcúlese el valor efectivo de la onda durante la primera mitad de un ciclo.
20. Se emplea un foco en un sistema de 20 V de cd. ¿Qué valor efectivo del voltaje de ca es necesario para que el foco brille con la misma intensidad que cuando está en el sistema de cd?
21. Si dos resistencias o más se conectan como se muestra en la figura P1-4, se dice que están conectadas en *serie*. El conjunto total de la conexión en serie tiene una resistencia dada por

$$R_T = R_1 + R_2 + \dots + R_n$$



Si los valores de las resistencias en la figura P1-4 son $R_1 = 35 \Omega$, $R_2 = 720 \Omega$ y $R_3 = 15 \Omega$, ¿cuál es el valor de R_T ?

22. Si se conectan dos o más resistencias como se muestra en la figura P1-5, a la conexión se le llama conexión en *paralelo*. La resistencia total de la conexión en paralelo es

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}$$

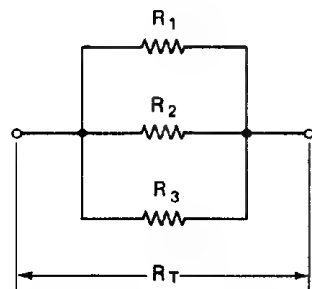


Figura P1-5

Si los valores de las resistencias en la figura P1-5 son $R_1 = 35 \Omega$, $R_2 = 720 \Omega$ y $R_3 = 5 \Omega$, ¿cuál es el valor de R_T ?

23. Calcúlese R_T para la conexión de las resistencias que se muestra en la figura P1-6.

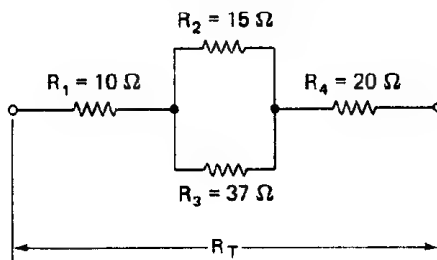


Figura P1-6

24. Exprésense los siguientes números decimales en a) forma binaria, b) forma decimal codificada a binario, y c) en forma ASCII.
- 60
 - 111
 - 511
25. Exprésense los siguientes números binarios en forma decimal.
- 10101
 - 1001010
 - 11011110
26. Exprésense los siguientes números que están en formato BCD en forma decimal
- 1001 0001 0111 1000
 - 0111 1000 0001 0010
 - 1001 0111 0111 0101
27. ¿Por qué es tan útil el sistema binario para aplicaciones de procesamiento electrónico de datos?
28. Defínense las siguientes palabras.
- Bit
 - Byte
 - Codificar
 - Reloj
 - Lógica positiva
29. Explíquese la diferencia entre los circuitos digitales de combinación y los circuitos digitales secuenciales.
30. Explíquese la diferencia entre circuitos digitales secuenciales síncronos y asíncronos.

REFERENCIAS

1. Halliday, D., y Resnick, R., *Physics* (Física). New York: John Wiley, 1962.
2. Hostetter, G., *Fundamentals for Network Analysis* (Principios de análisis de redes). New York: Harper & Row, 1980.
3. Hayt, W., y Kemmerly, J., *Engineering Circuit Analysis* (Análisis de circuitos en ingeniería). New York: McGraw-Hill, 1986.
4. Fletcher, W., *An Engineering Approach to Digital Design* (Diseño digital desde el punto de vista de la ingeniería). Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1980.
5. Gothmann, W., *Digital Electronics* (Electrónica digital). Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1977.
6. Olenick, R., Apostol, T. y Goldstein, D., *Beyond the Mechanical Universe* (Más allá del universo mecánico). New York: Cambridge University Press, 1986.
7. Mano, M., *Digital Design* (Diseño digital). Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1984.
8. Tocci, R., *Digital Systems Principles and Applications* (Principios y aplicaciones de sistemas digitales). Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1985.

Datos y Errores Experimentales

Las mediciones juegan un papel importante en la validación de las leyes de la ciencia. También son esenciales para estudiar, desarrollar y vigilar muchos dispositivos y procesos. Sin embargo, el proceso mismo de medición implica muchos pasos antes de producir un conjunto útil de información. Para estudiar los métodos que produzcan mediciones efectivas, se considerará el proceso de medición como una secuencia de cinco operaciones. Estas operaciones se pueden citar como sigue:

1. El diseño de un dispositivo eficiente de medición. Este paso comprende una selección adecuada del equipo disponible y una interconexión correcta de los diferentes componentes e instrumentos.
2. El manejo inteligente del aparato de medición.
3. El registro de los datos de un modo claro y completo. La información registrada debe dar una referencia inequívoca para interpretaciones futuras.
4. El cálculo de la exactitud de la medición y las magnitudes de posibles errores implícitos.
5. La preparación de un informe que describa la medición y sus resultados para aquellos que puedan interesarse en su empleo.

Los cinco puntos se deben completar con éxito antes de poder considerar que una medición sea en verdad útil.

Los dos primeros puntos de esta lista son el interés primordial del resto de este libro. Los otros tres se tratan con cierto detenimiento en este capítulo. El material

que aquí se presenta sólo es una introducción breve a esos temas; sin embargo, este nivel de presentación puede ser suficiente para muchas aplicaciones de medición. Si se encuentran algunas situaciones donde se necesiten más detalles, el lector puede consultar otras referencias que describan de forma más extensa el tema. Algunas de ellas se listan al final del capítulo.

REGISTRO E INFORME DE LAS MEDICIONES

La *hoja original de datos* es el documento más importante. Se pueden cometer errores al transferir la información, y por lo tanto las copias no pueden tener la validez de un original. Si surgen diferencias, la hoja original de datos es la base con la cual se zanja (aun en los juzgados). Por lo tanto, es una práctica excelente rotular, registrar y anotar los datos conforme son tomados. Una breve declaración en el encabezado de la hoja de datos debe explicar el objetivo de la prueba y listar las variables por medir. Se deben anotar cosas tales como la fecha, los diagramas de conexiones empleados, los números de serie del equipo y modelos, y cualquier comportamiento anormal del instrumento. Los datos mismos de las mediciones deben tabularse en forma nítida e identificarse de manera adecuada. (Todo ello debe subrayar el hecho de que escribir descuidadamente los datos en recortes de papel y confiarlos a la memoria no son procedimientos aceptables para registrar datos. Estos malos hábitos, de hecho, conducirán a una pérdida eventual de partes de la información.) En general, los registros del experimento en las hojas de datos deben ser bastante completos como para especificar exactamente lo que se hizo y, si fuera necesario, dar una guía para duplicar el trabajo en alguna fecha posterior.

El informe que se presenta al final de una medición también debe prepararse con cuidado. Su objetivo es explicar lo que se hizo y cómo se logró. Debe dar los resultados obtenidos, así como una explicación de su significado. Además de contener toda la información pertinente y las conclusiones, el informe debe escribirse con claridad con la debida atención a la estructura de redacción y la gramática. Para ayudar en la organización del reporte y evitar omitir información importante debe emplearse siempre una descripción y un borrador. El borrador se puede pulir después para producir un documento legible y conciso.

La forma del reporte debe consistir de tres secciones:

1. Resumen de resultados y de conclusiones
2. Detalles esenciales del procedimiento, análisis, datos y estimaciones de errores
3. Información, cálculos y referencias de soporte

En las prácticas industriales y científicas, es probable que los gerentes de mayor nivel y demás usuarios revisen los informes, lean el resumen para conocer el posible contenido del cuerpo del informe. Los detalles, por otra parte, generalmente los leerán aquellos quienes necesitan la información específica del reporte, o quienes quieran duplicar la medición en alguna forma. Estos últimos estarán interesados en

los detalles de las hojas de datos, el análisis del nivel de exactitud, y los cálculos y resultados que respalden las conclusiones y recomendaciones. Para esos lectores también se deben proporcionar las referencias de donde se obtuvo el material y la información de consulta.

Los resultados y conclusiones del informe son sus partes más importantes. Se hizo la medición para determinar cierta información y contestar algunas preguntas específicas. Los resultados indican qué tan bien se lograron esas metas.

PRESENTACION GRAFICA DE DATOS

La representación gráfica es un modo eficiente y conveniente de presentar y analizar los datos. Se emplean las gráficas para ayudar a visualizar las expresiones analíticas, interpolar los datos y discutir los errores. Esta sección es una breve introducción a los métodos adecuados de graficación de datos.

Una gráfica siempre debe tener un título, la fecha de cuando se tomaron los datos, los ejes identificados en forma adecuada y con su escala correcta. Un método efectivo de localizar errores experimentales es graficar los datos teóricos antes de llevar a cabo un experimento. Después, a medida que se lleva a cabo el experimento, se comparan los datos reales con los datos predichos. Esto es, los datos se grafican al mismo tiempo que se toman, y no después. En muchos casos, se puede detener el experimento, para analizarlo, tan pronto como se noten muchas discrepancias entre los datos predichos y los reales. Además, cualquier punto inesperado puede verificarse antes de desmantelar el experimento.

Al decidir si graficar la variable independiente o dependiente en el eje de las ordenadas (el eje vertical) o en la abscisa (eje horizontal), lo convencional es graficar la variable dependiente (es decir, el parámetro controlado como lo es el voltaje de entrada) en la abscisa y la variable independiente (es decir, la respuesta medida del parámetro controlado) en la ordenada. La decisión final debe basarse en lo que se esté tratando de mostrar al lector. Se debe considerar lo que ilustre mejor la información de modo inequívoco. Es muy importante la claridad de la presentación. Se pueden presentar los datos, p. ej., en forma de una gráfica de barras, de líneas, o como un pastel, dependiendo de lo que se desee enfatizar.

Los puntos de los datos en la gráfica se muestran por lo común como círculos pequeños, cuyo diámetro es proporcional al error estimado de las lecturas. A veces, sin embargo, se emplean barras tipo I para graficar los puntos de los datos. En tales casos, la parte superior e inferior de la barra debe indicar los errores aproximados del punto del dato. Cuando sea necesario graficar más de una línea, se pueden emplear cuadrados, rombos o triángulos, como símbolos para diferenciar los puntos de datos asociados con cada una de las líneas.

Una vez que se han graficado los datos, se debe dibujar una línea uniforme que mejor coincida con los datos. Cuando los puntos de datos parecen estar a lo largo de una línea recta, la mejor opción es, por lo general una línea que tiene los puntos de datos tan cerca como sea posible a cada lado de la línea. Una técnica útil para locali-

zar la línea de mejor ajuste es el *método de los mínimos cuadrados*. En las referencias 1 y 2 al final del capítulo se encuentra una descripción detallada de cómo aplicar este método. Hay muchos programas de computadora que grafican automáticamente los datos y efectúan análisis estadísticos, como el ajuste de curvas.

Tipos de Papel para Gráficas

Además del papel cartesiano para gráficas (en donde la abscisa y la ordenada tienen escalas lineales), hay otros tipos de papel para gráficas que se emplean con frecuencia, incluyendo el semilogarítmico, el logarítmico y el polar.

El papel *semilogarítmico* tiene un eje logarítmico y un eje lineal (figura 2-1). Es muy útil, sobre todo, cuando se encuentra uno con la tarea de graficar funciones exponenciales, o funciones que tienen un parámetro cuyos valores varían mucho. Esas funciones se “expanden” en los rangos bajos y se “comprimen” en los rangos altos mediante la escala logarítmica. Como ejemplo, se tiene el voltaje de salida de un filtro de banda ancha en función de la frecuencia.

Cuando se grafica una función exponencial, $y = Ae^{x/\alpha}$ (siendo A y α constantes), se hace de tal modo que y se grafica en el eje logarítmico y x en el eje lineal, obteniéndose una recta. El valor de α se puede determinar de la “pendiente” de la línea, y A se encuentra mediante el valor de y cuando $x = 0$ (figura 2-1). La pendiente de la línea en el papel semilogarítmico $(\Delta y / \Delta x)_s$ no es, sin embargo, la misma que la pendiente en coordenadas cartesianas $(\Delta y / \Delta x)_c$.

Así, para determinar α a partir de la pendiente de la línea en papel semilogarítmico $(\Delta y / \Delta x)_s$, se emplea el siguiente procedimiento. Como α es la cantidad que debe cambiar la variable x para crear un cambio en y multiplicado por un factor $e = 2.718$, la Δy adecuada para emplearse en $(\Delta y / \Delta x)_s$ es la distancia lineal en el eje y que corres-

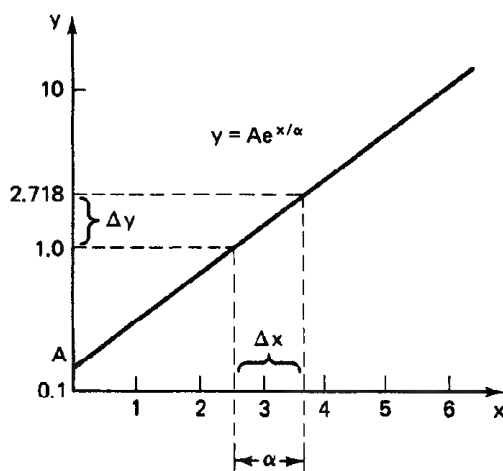


Figura 2-1 Gráfica semilogarítmica con eje logarítmico de dos ciclos, para ilustrar los métodos de determinación de A y α .

ponda a e en la escala logarítmica. Un modo fácil de encontrar la distancia Δy adecuada es anotar la distancia desde 1.0 hasta 2.718 (o de 0.1 a 0.2178) en la escala logarítmica (figura 2-1). Entonces, α será igual a la distancia correspondiente Δx en la escala lineal. El signo de α es positivo o negativo, dependiendo del signo de la pendiente de la recta (definido del modo ordinario). Como ejemplo se tiene la curva característica de un termistor, cuya ecuación es

$$R_T = R_0 e^{\beta(1/T - 1/T_0)} \quad (2-1)$$

El valor de β se puede encontrar matemáticamente tomando el logaritmo natural de ambos lados de la ecuación y despejando a β .

$$\beta = \frac{\ln\left(\frac{R_T}{R_0}\right)}{\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (2-2)$$

Se debe tener cuidado al extrapolar datos logarítmicos más allá de los datos experimentales reales. Por ejemplo, β en la ecuación 2-1 es constante sólo para un rango estrecho de temperaturas.

El papel semilogarítmico puede conseguirse de 1 a 5 ciclos de numeración en el eje logarítmico.

El papel para gráficas donde ambos ejes están en escala logarítmica se llama papel *log-log* o papel *logarítmico* (figura 2-2). Lo mejor es emplear papel logarítmico en funciones en las que tanto los parámetros dependiente e independiente varíen en amplios márgenes.

Si se grafica en papel log-log la forma funcional $y = Bx^\beta$, y B y β son constantes, se obtendrá una recta. El valor de B se determina mediante el valor de y cuando $x = 1$ (figura 2-2). Para determinar β , se usa la "pendiente" de la línea graficada en papel logarítmico. Sin embargo, en este caso se encuentra β mediante la relación de

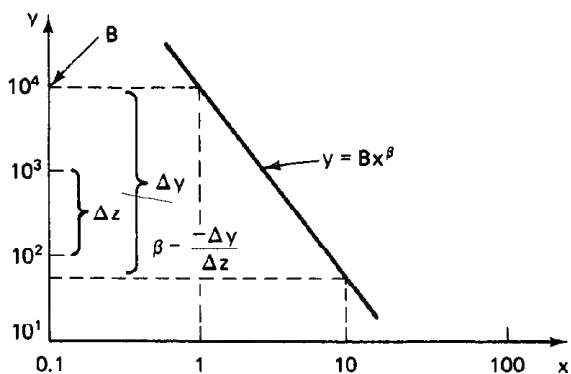


Figura 2-2 Gráfica log-log (con cuatro ciclos logarítmicos en los ejes x e y), para ilustrar los métodos de determinación de B y de β .

la longitud total a lo largo del eje y que corresponda a un cambio en x de una década (Δy en la figura 2-2), dividido entre la longitud lineal de un incremento de una década en y (Δz en la figura 2-2). el signo de β se encuentra mediante el signo de la pendiente de la recta, en la forma ordinaria.

PRECISION Y EXACTITUD

En el análisis de mediciones, a menudo se malinterpretan las palabras *exactitud* y *precisión*, y se emplean en forma incorrecta. Aunque se considera que tienen el mismo significado en conversaciones diarias, hay una diferencia entre sus definiciones, cuando se usan para descripciones de mediciones experimentales.

La *exactitud* de una medición específica la diferencia entre el valor medido y el valor real de una cantidad. La desviación del *valor verdadero* es un índice de qué tan exactamente se ha llevado a cabo una lectura. Por otro lado, la *precisión*, especifica la repetibilidad de un conjunto de lecturas, hecha cada una en forma independiente con el mismo instrumento. Se determina una estimación de la precisión mediante la desviación de la lectura con respecto al *valor promedio*. Para dar un ejemplo más palpable de la diferencia entre exactitud y precisión, imagínese un instrumento que tiene un defecto en su funcionamiento. El instrumento puede estar dando un resultado que es altamente repetible de medición a medición, pero alejado del valor verdadero. Los datos obtenidos de este instrumento serían de alta precisión, pero muy *inexactos*. También puede suceder que dos instrumentos den lecturas que son igualmente precisas, pero que difieran en exactitud debido a diferencias en el diseño de los instrumentos. Esos ejemplos subrayan que *la precisión no garantiza la exactitud*, aunque la exactitud necesita de la precisión.

El concepto de *exactitud*, cuando se aplica a instrumentos que muestran una lectura mediante el empleo de una escala y una aguja se refiere por lo general al valor de su escala completa (a menos que se especifique otra cosa). Cuando se dice que la exactitud de un medidor es de 1 por ciento, esto significa que una lectura que se tome en cualquier lugar de una de sus escalas no tendrá error mayor que el 1 por ciento del valor de la escala completa.

Ejemplo 2-1

Se especifica que un voltmetro tiene una exactitud del 1 por ciento de su lectura de escala completa. Si se emplea la escala de 100 V para medir voltajes de a) 80 V y b) 12 V, ¿cuál será la exactitud de las lecturas (suponiendo que se pueden despreciar los demás errores, excepto el error del medidor)?

Solución. Como el medidor tiene una exactitud del 1 por ciento del valor de su escala completa, cualquier lectura que se tome será exacta al 1% de 100 V = 1 V. Así, el error de la lectura de 80 V será de 80 ± 1 V. El error porcentual posible es

$$\text{error porcentual} = \frac{\text{valor verdadero} - \text{valor medido}}{\text{valor verdadero}} \times 100\%$$

$$= \frac{80 - 79}{80} \times 100\% \approx 1.25\%$$

El error del medidor para la lectura de 12 V puede ser todavía de ± 1 V. Entonces el error porcentual posible es

$$\text{error porcentual} = \frac{12 - 11}{12} \times 100\% \approx 8\%$$

El ejemplo 2-1 muestra que si se emplea una pequeña parte de la escala de un medidor para tomar una lectura, se puede ocasionar un mayor error de medición que si se utiliza un segmento mayor de la escala. En el ejemplo 2-1, se podría haber usado un medidor con voltaje de escala completa menor que 100 V para reducir el error en la medición de 12 V.

La exactitud digital se especifica generalmente como un porcentaje de más o menos de la lectura más un número de conteos del dígito menos significativo [p. ej., ± 0.05 por ciento de la escala completa FS ± 1 conteo]. La exactitud puede cambiar al seleccionarse distintos rangos. También se tiene generalmente un rango específico de temperatura en el que el fabricante garantiza la exactitud declarada. Algunos fabricantes especifican la exactitud de sus instrumentos con el formato siguiente: La exactitud (a $25^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$) es 1 por ciento de la escala completa ± 1 DMS (DMS = dígito menos significativo) en los rangos de 200 y 2000 pf. (LSD, en inglés).

RESOLUCION Y SENSIBILIDAD

La *resolución* es el significado del dígito menos significativo (LSD). Por ejemplo, el rango de un medidor de capacitancia podría darse como 199 pf, con una resolución de 0.1 pf. El rango del medidor sería desde 000.0 hasta 199.9 pf, y se le referirá como un medidor de $3\frac{1}{2}$ dígitos. (El $\frac{1}{2}$ indica que el dígito más significativo (MSD) sólo puede ser un 0 o 1.) Un $\frac{3}{4}$ (esto es, un medidor $3\frac{3}{4}$) indicaría que el dígito más significativo sólo puede ser 0, 1, 2 o 3. La definición de la resolución como el mínimo incremento de cantidad que se puede medir con certeza, no la emplean todos los fabricantes. Si se incrementa la resolución de un medidor, puede tener o no valor alguno dependiendo de la sensibilidad y del empleo final del mismo. Por ejemplo, es posible indicar la velocidad de un automóvil hasta con tres lugares decimales (p. ej., 55.5 km/h), pero el conductor promedio no consideraría útil la resolución adicional. Considérese el caso de dar aún mayor capacidad de resolución al instrumento. En algún punto (p. ej., si se tiene una resolución con seis lugares decimales) hasta podría dudarse de que los últimos uno o dos dígitos tuvieran significado físico real. En muchos instrumentos con esa resolución, es probable que los dígitos finales respondan al ruido más que a cambios reales en la entrada.

La *sensibilidad* es el cambio incremental más pequeño que puede detectar el medidor. Esto no significa que se deba mostrar el cambio mínimo detectable

al usuario. Por ejemplo, si un medidor tiene capacidad para detectar un cambio de 1 rpm en un motor que está sometido a una carga variable, los dos dígitos menos significativos de la pantalla podrían, sin embargo, estar forzados a indicar cero, de tal manera que una persona que tomara la lectura del medidor viera dígitos estables.

A veces, se expresa la sensibilidad de manera alternativa como la *relación* del cambio incremental en la salida para un cambio incremental en la entrada. Otra característica funcional de un medidor es el *umbral* que también está relacionado con la sensibilidad. Es el *cambio mínimo* en la entrada que provocará un cambio en la salida. Algunos instrumentos tienen la suficiente *histéresis* como para indicar distintos valores de la salida para el mismo valor de la entrada, dependiendo de la dirección con la cual se llegó al valor de entrada. (La segunda ley de la termodinámica niega la reversibilidad perfecta y, por lo tanto, todos los instrumentos tienen cierto grado de histéresis.) Por lo común, se expresa como por ciento de la salida a escala completa.

Recientemente, algunos fabricantes de instrumentos indicadores han estado cambiando el método de especificar los errores de escala como resultado de mejoras en el diseño de sus productos. Los errores de escala se declaran a veces como un *porcentaje de una lectura* en lugar de un porcentaje del valor de la escala completa. Los instrumentos diseñados para satisfacer este tipo de valuación de la exactitud eliminan algunos de los errores posibles en los instrumentos de modelos anteriores.

La determinación de los errores de los sistemas de instrumentación es más complicada que determinar el error de los instrumentos individuales. Para ejemplificar esta idea, considérese un sistema de instrumentación empleado para medir la resistencia mecánica de los cables de acero. Antes de vender esos cables, se deben probar para asegurarse que su resistencia real a la ruptura (en tensión) sea mayor que el valor que aparece en los catálogos de ventas del fabricante. Para medir la resistencia de ruptura, se instala el cable en un dispositivo que lo estira (es decir, que le aplica tensión). El sistema de instrumentación consta de un tensómetro (un dispositivo que convierte una señal de tensión en un voltaje), un acondicionador de señal que amplifica la señal de voltaje del tensómetro, un convertidor analógico digital y un medidor digital (figura 2-3). La exactitud de la lectura digital de la fuerza de tensión está afectada por todos los componentes del sistema, incluyendo las fuentes de poder. Además, la prueba se hace al aire libre, lo que significa que la humedad y la temperatura también afectan la exactitud de la lectura de salida. Para complicar todavía más las cosas, cada una de las partes del dispositivo está fabricada por distintos proveedores, que establecen sus propias normas de exactitud y de formato de presentación.

Se emplea un método estadístico para estimar el error del sistema en la lectura digital de la salida. Para calcular el error, en el peor de los casos, se suman todos los errores individuales (aunque se debe hacer notar que un error de esa magnitud se presenta en muy raras ocasiones debido a que los errores individuales son de naturaleza aleatoria). También se debe construir un banco de pruebas para el propósito específico de calibrar el sistema de instrumentación además de permitir la calibración de cada uno de los componentes.

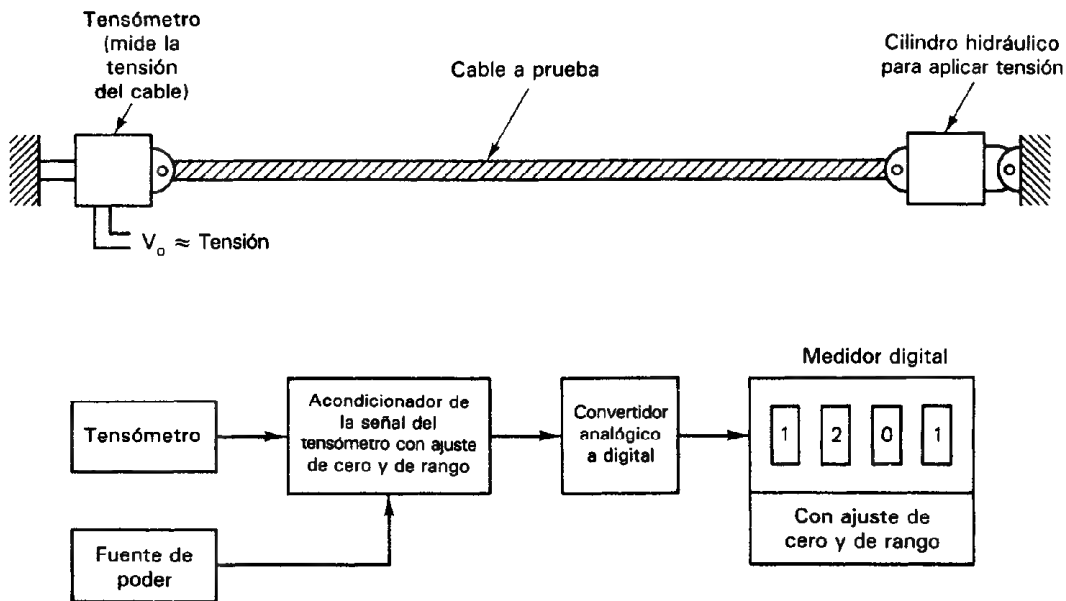


Figura 2-3 Dispositivo para probar cables de acero.

Potencias de 10 y sus Abreviaturas

Tanto números muy grandes como números muy pequeños se emplean con frecuencia para medir y expresar cantidades eléctricas. Generalmente, es más conveniente y más preciso expresar esos números en términos de potencias de 10 en lugar de escribir los números completos. Con este procedimiento, se puede especificar con claridad el número exacto de dígitos significativos de una cantidad. Además, se puede evitar el uso de muchos ceros al tratar tanto con números muy grandes como muy pequeños. El ejemplo siguiente muestra cómo expresar los números mediante el uso de la notación “en potencias de 10”

Ejemplo 2-2

$$1,390,000 = 1.39 \times 10^6$$

$$0.000032 = 3.2 \times 10^{-5}$$

Se emplean algunos prefijos y símbolos estándar para denotar multiplicadores específicos. Se muestran en la tabla 2-1. A continuación se dan algunos ejemplos de cómo se aplican estas abreviaturas en relación con unidades eléctricas.

Ejemplo 2-3

$$10,000 \text{ ohms} = 10 \text{ kilohms} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$1.0 \times 10^{-6} \text{ farad} = 1 \text{ microfarad} = 1 \mu\text{F}$$

$$\frac{1}{1000} \text{ ampere} = 1 \text{ miliampere} = 1 \text{ mA}$$

TABLA 2-1 POTENCIAS DE 10

Multiplicador	Prefijo	Abreviatura
10^{12}	tera	T
10^9	giga	G
10^6	mega	M
10^3	kilo	k
10^2	hecto	h
10	deca	da
10^{-1}	deci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	mili	m
10^{-6}	micro	μ
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p
10^{-15}	femto	f
10^{-18}	atto	a

ERRORES EN LA MEDICION

Los errores se presentan en todos los experimentos. Son inherentes al acto mismo de la medición. Como no se puede obtener una exactitud perfecta, la descripción de cada medición debe incluir un intento de evaluar las magnitudes y las fuentes de los errores. Desde este punto de vista, un primer paso para reducir los errores es la consciencia de su existencia y su clasificación en grupos generales. Si se diseña bien y se lleva a cabo con cuidado un experimento, en muchas ocasiones se pueden reducir los errores a un nivel en el que sus efectos sean menores que el máximo aceptable. La figura 2-4 clasifica las categorías principales de errores y describe algunas causas y métodos para corregirlos.

Los errores que son inherentes al tipo específico de instrumento que se emplea para hacer una medición se describen con mayor detalle en las secciones pertinentes de los capítulos dedicados a esos instrumentos.

A veces sucede que una lectura específica tomada durante una medición se aleja bastante del valor promedio. Si se sospecha que la causa de esos datos excepcionales es el mal funcionamiento de los instrumentos de medición, se puede desechar el valor. Sin embargo, aún esos datos deben conservarse en la hoja de datos (aunque se deben identificar como datos "sospechosos"). Sin embargo, aun cuando todos los factores implicados en un dispositivo de medición parezcan trabajar bien, todavía se podrían observar datos excepcionales. Se puede emplear una guía para facilitar la decisión de cuándo permitir la eliminación de los datos bajo sospecha. Esta guía se

obtiene empleando los métodos de evaluación estadística de los errores, que se presentarán en las próximas secciones. Se enuncia como sigue: Se pueden rechazar lecturas de mediciones individuales, tomadas cuando todos los instrumentos de un sistema de medición parecen trabajar bien, cuando su desviación del valor promedio sea cuatro veces mayor que el *error probable* de una observación (el procedimiento para calcular el error probable se describe en la siguiente sección). Se puede demostrar que ese valor aleatorio no sucedería más de una vez en cien observaciones, y la probabilidad de que esté en juego una influencia externa es muy alta en este caso. Por ejemplo, si el error probable al medir un voltaje específico de 5.21 V es ± 0.21 V, y una medición da un valor de 6.2 V, es muy probable que este dato pueda ser rechazado. Sin embargo, cuando se presenta un error demasiado grande, se puede interpretar como señal de que se esté cometiendo algún error sistemático. Se debe tratar de localizar la causa del error. Si se conservan los datos rechazados, en la hoja de datos se puede facilitar la determinación del tamaño y la causa del error.

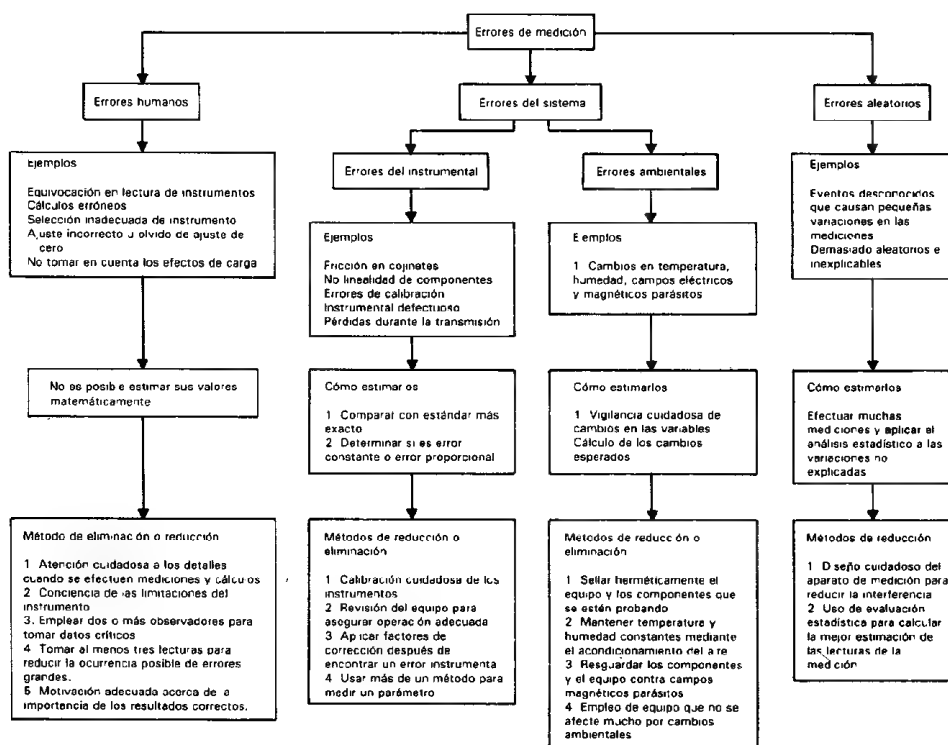


Figura 2-4 Errores de medición: cómo calcularlos, reducirlos o eliminarlos.

EVALUACION ESTADISTICA DE DATOS Y ERRORES DE MEDICION

Los métodos estadísticos pueden ser muy útiles para la determinación del valor más probable de una cantidad partiendo de un grupo limitado de datos. Esto es, dado un experimento y los datos resultantes, se puede decir qué valor es el que ocurrirá con mayor probabilidad. Además, también se pueden calcular el error probable de una observación y la magnitud de la incertidumbre en la mejor respuesta obtenida. Sin embargo, una evaluación estadística no puede mejorar la exactitud de una medición. Las leyes de probabilidad empleadas en estadística sólo trabajan con errores aleatorios y no con errores sistemáticos. Así, los errores sistemáticos deben ser pequeños en comparación con los errores aleatorios si han de ser significativos los resultados de la evaluación estadística. Por ejemplo, si es un ajuste a cero incorrecto, un tratamiento estadístico no eliminará este error. Pero es probable que un análisis estadístico de dos métodos diferentes de medición muestre la discrepancia. De este modo, la medida de la precisión puede conducir a una detección de la inexactitud. A continuación se muestra cómo se pueden calcular las cantidades siguientes empleando la estadística:

1. Valor promedio o medio de un conjunto de mediciones
2. Desviación del valor promedio
3. Valor promedio de las desviaciones
4. Desviación estándar (que se relaciona con el concepto de rms, o valor efectivo)
5. Probabilidad de determinado valor del error en una observación

1. *Valor promedio, o valor medio.* El valor más probable de una cantidad medida se encuentra mediante el promedio aritmético, o media aritmética (las dos acepciones se definen igual) del conjunto de las mediciones que se hicieron. Desde luego, mientras más lecturas se tomen, mejores serán los resultados. El valor promedio se calcula a partir de

$$a_{\text{prom}} = \frac{a_1 + a_2 + \cdots + a_n}{n} \quad (2-3)$$

siendo

$$\begin{aligned} a_{\text{prom}} &= \text{valor promedio} \\ a_1, a_2, a_3, \dots &= \text{valor de cada lectura} \\ n &= \text{número de lecturas} \end{aligned}$$

2. *Desviación del valor promedio.* Este número indica la desviación de cada medición, con respecto al valor promedio. El valor de la desviación puede ser tanto positivo como negativo.

3. *Valor promedio de las desviaciones.* Este valor indica la precisión de la medición. Si la *desviación promedio* es alta, se tiene una indicación de que los datos

tomados variaron ampliamente y de que las mediciones no fueron muy precisas. El valor promedio de las desviaciones se calcula tomando las magnitudes absolutas (es decir, haciendo caso omiso de los signos menos) de las desviaciones, y calculando su promedio.

4. Desviación estándar y varianza. La desviación promedio de un conjunto de mediciones es sólo uno de los métodos para determinar la dispersión de un conjunto de lecturas. Sin embargo, la desviación promedio no es matemáticamente tan conveniente para manipular propiedades estadísticas como la *desviación estándar* (que es el valor rms, o sea la raíz cuadrada del promedio de los cuadrados, de las desviaciones). Aunque la diferencia entre la desviación promedio y la desviación estándar no puede apreciarse completamente en este nivel de presentación, es un hecho que la desviación estándar es una cantidad estadística mucho más útil. Como tal, se emplea casi exclusivamente para expresar la dispersión de los datos. La desviación estándar se calcula mediante la fórmula

$$\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + \cdots + d_n^2}{n - 1}}$$

siendo

σ = desviación estándar

d_1, d_2, d_3, \dots = desviación con respecto al valor promedio

$n - 1$ = número de mediciones menos uno

La varianza V es el valor de la desviación estándar σ elevado al cuadrado:

$$V = \sigma^2$$

5. Tamaño probable del error y distribución gaussiana. Si se examina un conjunto de errores *aleatorios* con respecto a su valor promedio se encuentra que su frecuencia de ocurrencia con relación con su tamaño está descrita mediante una curva (figura 2-5), que se conoce como curva de Gauss, campana de Gauss o curva gau-

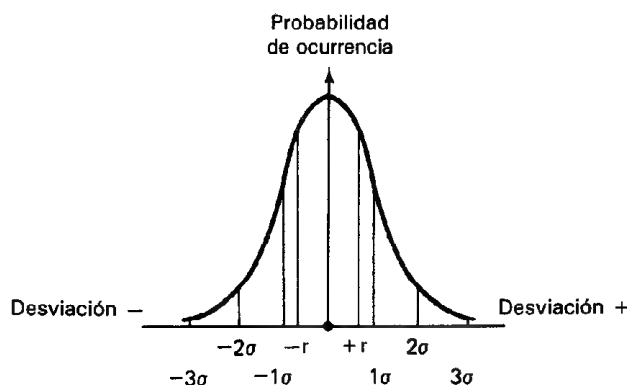


Figura 2-5 Tamaño del error en términos de desviaciones estándar.

ssiana. Karl Friedrich Gauss fue el primero en descubrir la relación expresada por esta curva. Muestra que la ocurrencia de desviaciones aleatorias pequeñas con respecto al valor medio son de hecho mucho más probables que la ocurrencia de desviaciones grandes, muestra que las desviaciones grandes son muy poco probables. La curva también indica que los errores al azar tienen la misma probabilidad de ser positivos o negativos. Si se emplea la desviación estándar como una medida del error, se puede emplear la curva para determinar cuál será la probabilidad de un error mayor que un determinado valor σ para cada observación. La tabla 2-2 muestra la probabilidad de que ocurra un error mayor que un valor σ específico para cada observación.

6. Error probable. De la tabla 2-2 se puede calcular también el error probable que se presenta si sólo se hace una medición. Como un error aleatorio puede ser positivo o negativo, un error mayor que $|0.675\sigma|$ es probable en el 50 por ciento de las observaciones. Por lo tanto, el error probable de una medición es

$$r = \pm 0.675\sigma$$

Ejemplo 2-4

Dado el conjunto siguiente de mediciones de corriente tomadas con un ampermetro, encuentre su a) valor promedio, b) desviación promedio, c) desviación estándar, y d) error probable.

Datos: 153 mA 162 mA 157 mA 161 mA 155 mA

Solución.

a) Valor promedio: $I_{av} = \frac{I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5}{5} = \frac{785}{5} = 157 \text{ mA}$

b) Desviación promedio: $D = \frac{|d_1| + |d_2| + |d_3| + |d_4| + |d_5|}{5}$
 $= \frac{4 + 5 + 0 + 4 + 2}{5} = 3 \text{ mA}$

c) Desviación estándar: $\sigma = \sqrt{\frac{d_1^2 + d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + d_5^2}{4}} = \sqrt{15} = 3.8 \text{ mA}$

d) Error probable: $r = 0.675\sigma \approx 2.6 \text{ mA}$

TABLA 2-2

Error (\pm) (desviaciones estándar)	Probabilidad de que el error sea mayor que un valor dado de $+\sigma$ o $-\sigma$ en una observación
0.675	0.250
1.0	0.159
2.0	0.023
3.0	0.0015

Los errores aleatorios asociados con los componentes de un sistema (como el probador de cables de acero descrito con anterioridad) se pueden tratar estadísticamente. Específicamente la varianza de la suma de errores σ^2 en la salida es igual a la suma de las varianzas individuales.

$$\sigma_{\text{salida}}^2 = \sigma_{\text{transductor}}^2 + \sigma_{\text{acondicionador de señal}}^2 + \sigma_{\text{A/D}}^2 + \sigma_{\text{medidor}}^2 \quad (2-4)$$

Cuando la relación entre la desviación estándar de un componente y la ganancia del componente se compara con la relación de la desviación estándar del sistema y la ganancia del sistema, el resultado es

$$\frac{\sigma_{\text{componente}}}{k_{\text{componente}}} = \sqrt{n} \frac{\sigma_{\text{sistema}}}{k_{\text{sistema}}} \quad (2-5)$$

siendo k = ganancia

n = número de componentes o subsistemas.

Por ejemplo, cuando hay n transductores que se emplean para dar una señal de salida (p. ej., una báscula de camiones que tiene cuatro celdas de carga), el error aleatorio en las celdas de carga individuales puede ser el doble del error del sistema. Esto es, el error aleatorio de una celda de carga no debe ser mayor que \sqrt{n} veces el error permisible del sistema si se supone poblaciones ideales de error centradas en la vecindad del promedio. Esto significa que los errores de los componentes individuales del probador de tensión del cable o de una báscula de cuatro celdas de carga también pueden ser el doble del error permisible del sistema porque hay cuatro componentes (subsistemas). Este método no se puede emplear cuando se presentan errores matemáticos. Si existe una señal en presencia de ruido, las técnicas de muestreo pueden aumentar la relación de señal a ruido. Esto sucede porque el ruido aleatorio tenderá a anularse, y sólo permanecerá la señal que no es aleatoria al aumentar el número de muestras.

EL DECIBEL

A veces, al medir una cantidad como p. ej. la potencia, puede no ser tan importante conocer el valor absoluto de esa cantidad como lo es el conocer su valor relativo con respecto a alguna otra cantidad. Por ejemplo, se podría desear conocer la relación entre la potencia desarrollada en una parte de un circuito y la potencia en otra parte. También, con frecuencia es más fácil medir esta relación en lugar de medir el valor absoluto. Por ejemplo, una cantidad de interés principal en un amplificador es la *ganancia de potencia* (definida como la relación de la potencia de salida a la potencia de entrada, $(P_{\text{sal}}/P_{\text{ent}})$). Se puede emplear una escala logarítmica para describir esas relaciones en forma bastante adecuada y la que se emplea con mayor frecuencia se llama la escala de *decibeles* ("bels" en honor a Alexander Graham Bell.) La relación en decibeles de dos valores de potencia P_2/P_1 se define como

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad \text{decibeles} \quad (2-6)$$

y el resultado se expresa como la diferencia en decibeles (dB). Por ejemplo, cuando hay una diferencia de 1 dB en la potencia, $P_2/P_1 = 1.26$. Una diferencia de 3 dB corresponde a $P_2/P_1 = 2$. Una diferencia de 10 dB indica que la relación de potencias también es 10. La figura 2-6 es una gráfica que muestra cómo una relación de potencias corresponde a valores positivos de decibeles (dB) (*ganancia* de potencia). Si la potencia P_2 es menor que la potencia P_1 , hay *pérdida* de potencia y el valor de decibeles es negativo. El empleo de las escalas en decibeles es especialmente ventajoso sobre todo cuando desea mostrar en forma gráfica el cambio en el valor de las relaciones que van desde una cantidad muy pequeña hasta una muy grande. Por ejemplo, la relación entre $P_{\text{sal}}/P_{\text{ent}}$ de un amplificador puede variar desde mucho menos que 1 hasta muchos miles a medida que cambia la frecuencia de su señal de entrada. Para describir en una gráfica un cambio de esa índole es más útil y compacta la escala logarítmica que la escala lineal.

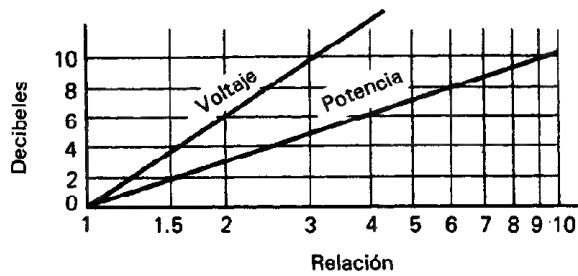


Figura 2-6 Gráfica que muestra la relación de decibeles a potencia y voltaje.

Además de emplearse para describir relaciones de potencia, el decibel también se ha venido empleando para describir relaciones o ganancias de voltaje y corriente. El voltaje y la corriente se miden con mayor frecuencia que la potencia y sus relaciones también se pueden expresar en forma logarítmica. Hablando rigurosamente, la escala de decibeles para expresar las relaciones de los voltajes sólo es válida si las impedancias de entrada y de la carga del circuito que se esté midiendo son iguales ($R_i = R_L$). (Véase el capítulo 3, para una descripción de impedancias de entrada y salida.) En este caso, de la definición de ganancia en decibeles.

$$G = 10 \log_{10} \left(\frac{P_o}{P_i} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{V_o^2}{R_L} \times \frac{R_i}{V_i^2} \right) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \quad (2-7)$$

Sin embargo, el uso común ha cambiado el significado correcto que se definió arriba a la definición de que $G_v = 20 \log_{10} (V_o/V_i)$, sin importar si R_i y R_L son iguales. Bajo tales circunstancias, no siempre es posible convertir la ganancia de voltaje a ganancia de potencia. A G_v se le llama la *ganancia de voltaje* en decibeles.

Cuando se escoge un determinado nivel de potencia como una referencia estándar la relación de una potencia medida con respecto a este nivel también se puede

expresar en decibels. Por ejemplo, hablando de circuitos telefónicos, se emplea el miliwatt ($1 \times 10^{-3} \text{ W}$) como el nivel de referencia estándar para la potencia. Así, a una señal de 10 mW se le llama +10 dBm (es decir, +10 dB referidos a la norma de miliwatts). Como 600 Ω es el nivel estándar de impedancia de los circuitos telefónicos, también el voltaje se puede expresar en decibels. Muchos voltímetros tienen escalas calibradas en decibels para emplearse en esas aplicaciones. Una lectura de 0 dBm en esa escala corresponde a un voltaje de 0.775 V (este número se obtiene del voltaje que se presenta a 1 mW y 600 Ω).

PROBLEMAS

1. Describa con sus propias palabras la diferencia entre *exactitud* y *precisión*, tal como se emplean en relación a las mediciones experimentales.
2. ¿Cuáles son las tres clases generales de errores de medición?
3. Hágase una lista de cinco errores específicos que suceden con frecuencia en el proceso de hacer mediciones.
4. Un voltímetro cuya exactitud está garantizada en menos de 2 por ciento de su lectura a escala completa se emplea en su escala de 0 a 50 V. El voltaje medido por el medidor es 15 y 42 V. Calcúlese el porcentaje posible de error en ambas lecturas.
5. Un amperímetro de 0 a 50 mA tiene una exactitud de 0.5 por ciento. ¿Entre qué límites puede estar la corriente real cuando el medidor indica 13 mA?
6. Háganse las siguientes conversiones:
 - a) 0.35 A a miliamperes y microamperes
 - b) 0.041 mV a microvolts y a volts
 - c) 400,000 Ω a megohms
 - d) 73 μV a milivolts y a volts
7. Determínese el número de dígitos significativos en cada uno de los siguientes números:
 - a) 0.35
 - b) 0.041
 - c) 400,000
 - d) 73
 - e) 14.5
 - f) 0.000029
8. Se conectan en serie cuatro resistencias. Los valores de esas resistencias son 14.5 Ω , 5.32 Ω , 64.377 Ω y 0.43 Ω , con una incertidumbre de una unidad en el último dígito de cada valor. Calcúlese la resistencia de la conexión total. (Véase el capítulo 1, problema 20 si se necesita conocer la fórmula para calcular la resistencia en una conexión en serie.)
9. Réstese 296 ± 4 de 635 ± 4 , y determínese la incertidumbre que existe en la respuesta como porcentaje de la respuesta.
10. Diez mediciones de corriente en la rama de un circuito dan los valores de 50.2, 50.6, 49.7, 51.1, 50.3, 49.9, 50.4, 49.6, 50.3 y 51.0 mA. Supóngase que sólo se tienen errores aleatorios en el sistema de medida, calcúlese
 - a) El valor promedio
 - b) La desviación estándar de las lecturas
 - c) El error probable de las lecturas.
11. Los valores siguientes de voltaje están listados en una hoja de datos como valores obtenidos al medir un determinado voltaje: 21.45, 21.74, 21.66, 19.07, 21.53 y 21.19 V. Del examen de los números, calcúlese

- a) El valor promedio
b) El error probable.
Si sólo se tienen errores aleatorios, ¿cómo se manipula el valor 19.07?
12. Calcúlese la ganancia de potencia en decibels para las potencias siguientes de entrada y de salida.
a) $p_o = 75 \text{ mW}$, $p_i = 5 \text{ mW}$ c) $p_o = 50 \text{ mW}$, $p_i = 25 \text{ mW}$
b) $p_o = 45 \mu\text{W}$, $p_i = 10 \mu\text{W}$ d) $V_o = 0.707 \text{ V}$, $V_i = 1 \text{ V}$
13. Calcúlese la magnitud de la ganancia de potencia correspondiente a una ganancia de potencia en decibels de +40 dB.
14. Calcúlese la magnitud de la ganancia de potencia correspondiente a una ganancia de potencia en decibels de -13 dB.
15. La potencia de entrada a un circuito es de 15,000 W a un voltaje de 1000 V. La potencia de salida es de 500 W y la impedancia de salida es de 30Ω .
a) Calcúlese la ganancia de potencia en decibels.
b) Calcúlese la ganancia de voltaje en decibels (úse la relación $P = V^2/R$ para calcular P_o)
c) Explique por qué los resultados de las partes a) y b) concuerdan y no concuerdan.
16. Un amplificador con capacidad de 30 W de salida se conecta a una bocina cuya impedancia es 10Ω .
a) Si la ganancia de potencia es +32 dB, ¿cuál es la potencia de entrada necesaria para obtener la salida total del amplificador?
b) Si la ganancia de voltaje del amplificador es 40 dB, ¿cuál es el voltaje de entrada necesario si el amplificador ha de producir su capacidad de salida declarada?

REFERENCIAS

1. Goodwin, H.M., *Elementos de la Precisión en las Mediciones y Métodos Gráficos*. New York: McGraw-Hill, 1913.
2. Burrows, W. H., *Técnicas Gráficas para Cálculos de Ingeniería*, Caps. 2 y 6. New York: Chemical, 1965.
3. Coombs, C., ed., *Manual Básico de Instrumentos Electrónicos*. New York: McGraw-Hill, 1972.
4. Tuve, G. L., y Domholdt, L. C., *Experimentación en Ingeniería*, Cap. 2. New York: McGraw-Hill, 1966.
5. Cooper, W. D., y Helfrick, A. *Instrumentación Electrónica y Técnicas de Medición*, Caps. 1 y 2. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, Inc., 1985.
6. Young, H. D., *Interpretación Estadística de Datos Experimentales*. New York: McGraw-Hill, 1962.
7. Richards, J. W., *Interpretación de Datos Técnicos*. Princeton, N. J.: D. Van Nostrand, 1967.
8. Lannon, J. M., *Redacción Técnica*, 4a. Ed. Glenview, Ill.: Scott, Foresman, 1988.
9. In Tech, *Comprensión de Especificaciones de Tableros de Medidores Digitales*, p. 55, Feb. 1988.
10. R. J. Larson, y Marx, M. L., *Introducción a la Estadística Matemática y sus Aplicaciones*, p. 178. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1986.

Prácticas de Laboratorio Eléctrico

Además de los instrumentos de mediciones eléctricas y del conjunto de términos y símbolos que se emplean para describirlos, hay cierto número de técnicas de laboratorio y conceptos asociados que están relacionados en forma única con las mediciones eléctricas. A veces dichas técnicas implican la aplicación directa de un principio físico (como la igualación de impedancia); otras veces quedan más en el dominio de un arte (como los métodos empleados para eliminar la interferencia externa y los *circuitos a tierra*).

Por lo general, el estudiante se pone en contacto en forma indirecta con tales técnicas de laboratorio y las aprende por una especie de osmosis. Con frecuencia, este tipo de aprendizaje no es del todo efectivo. Existe la necesidad de reforzar el conocimiento intuitivo del estudiante mediante la comprensión física de los procesos implícitos en las técnicas. El objetivo de este capítulo es proveer este refuerzo examinando algunas de las técnicas desde un punto de vista físico.

Las técnicas que se discuten en este capítulo comprenden la seguridad y los choques eléctricos, la disposición de los circuitos y el empleo de cables, interruptores y dispositivos de protección de circuitos. También se tratan conceptos adicionales de naturaleza semejante, como lo son la igualación de impedancia, la impedancia de entrada y los efectos de carga de los dispositivos de medición. En los capítulos 15 y 16 se describen las señales externas de interferencia y su eliminación de los sistemas de medición.

Aun una descripción preliminar nos llevará con frecuencia a la posición de poder emplear conceptos que no se hayan definido todavía en el texto. Por desgracia, este

problema no se puede evitar. Si el material se colocara hacia el final del texto, después que se hubieran desarrollado todos los conceptos necesarios, habría una mayor probabilidad de que el estudiante los omitiera. Como la información que contiene este capítulo es muy especial para efectuar mediciones eléctricas adecuadas y como esta información a menudo es difícil de encontrar en otros textos, es importante que el lector tenga en cuenta su presencia en este libro. De este modo, en interés de su máximo aprovechamiento, el capítulo aparece cerca del inicio. Una vez que el lector haya terminado el resto del libro, deberá ser capaz de volver a leer el capítulo y comprenderlo con mayor claridad.

SEGURIDAD

Cuando se trabaja en el laboratorio eléctrico o cuando se emplea equipo eléctrico, el seguir las precauciones adecuadas de seguridad es tan importante como el llevar a cabo mediciones exactas. Existen peligros potencialmente mortales en el ambiente del laboratorio eléctrico, y si no se siguen con cuidado procedimientos de seguridad, se puede ocasionar que el lector o algún compañero sea la víctima de un accidente serio. El mejor modo de evitar accidentes es reconocer sus causas y apegarse con cuidado a los procedimientos de seguridad bien establecidos. Una completa concientización acerca de los peligros y las consecuencias posibles de los accidentes ayuda a desarrollar la motivación adecuada para seguir esos procedimientos.

El peligro más común y más serio en laboratorios eléctricos es el choque eléctrico. Otros peligros que también deben tomarse en cuenta comprenden el empleo de sustancias químicas peligrosas, maquinaria en movimiento y cautines.

Choque Eléctrico

Cuando la corriente eléctrica pasa a través del cuerpo humano, el efecto que origina se llama *choque eléctrico*. El choque eléctrico se puede dar de forma accidental debido a un mal diseño del equipo, fallas eléctricas, error humano o a una combinación de circunstancias desafortunadas. El aspecto letal del choque eléctrico está en función de la cantidad de corriente que pasa a través del cuerpo y del tiempo. No depende tan sólo del valor del voltaje aplicado. Puede ser tan mortal un choque de 100 V como uno de 1000 V.

La severidad de un choque eléctrico varía algo con la edad, sexo y condición física de la víctima. Pero, en general, el nivel de corriente necesario para matar a cualquier ser humano es notablemente bajo. Debido a ello, se debe tener siempre extremo cuidado para evitar choques eléctricos.

El umbral de la percepción de la corriente en la mayoría de los humanos es de aproximadamente 1 mA. La sensación originada por este nivel de corriente adquiere la forma de un hormigueo o calentamiento desagradable en el punto de contacto. Las corrientes mayores de un 1 mA, pero menores que 5 mA se sienten con mayor intensidad, por lo general no producen dolor intenso. Sin embargo, los niveles de corriente

entre 1 y 5 mA pueden ser peligrosos debido a la reacción de sorpresa que producen. Por ejemplo, un choque con esa corriente puede provocar que uno salte contra un horno caliente o una pieza móvil de maquinaria o que se caiga de una escalera y por esas razones se lastime. (Nótese que 5 mA es la fuga de corriente máxima que se permite en los circuitos de aparatos domésticos, para poder pasar las especificaciones del Underwriters Laboratory: U.L.).

A niveles superiores de los 10 mA, la corriente que pasa a través del cuerpo comienza a producir contracciones musculares involuntarias. Debido a esos espasmos, la víctima pierde la capacidad de controlar los músculos. Aun cuando el dolor es intenso, la víctima no puede soltar el conductor eléctrico que esté sosteniendo. Por esta razón, este nivel de corriente se llama en inglés de “no poder soltar”. Si se mantiene esta corriente puede originar fatiga, colapso y aun la muerte.

Si el nivel de corriente que fluye por el cuerpo humano pasa de los 100 mA, comienza a interferir con el movimiento coordinado del corazón.¹ Esta *fibrilación* evita que el corazón bombee la sangre y sobreviene la muerte en cuestión de minutos a menos de que se detenga la fibrilación. A más de 300 mA, las contracciones musculares del corazón son tan intensas que se evita la fibrilación. Si se detiene el choque lo suficientemente rápido, es muy probable que el corazón reasuma un ritmo normal. En tales casos, puede haberse detenido la respiración, y se deberá aplicar respiración artificial. Si se proporcionan los primeros auxilios en forma adecuada, puede ser que el choque no sea fatal aunque puedan haberse ocasionado quemaduras intensas. (De hecho, se emplea un método de administrar grandes pulsos de corriente a corazones en fibrilación para regresarlos a su ritmo normal.)

De la anterior descripción se puede ver que la corriente que pasa a través de la piel y después a través del cuerpo es más perjudicial (letal) en el rango de entre 100 y 300 mA. (Nótese que 100 mA es aproximadamente la décima parte de la corriente que pasa por un foco de 100 W.) La figura 3-1 resume los efectos de la corriente en el cuerpo humano si entra por una trayectoria a través de la piel.

Empleando métodos indirectos (p. ej., aplicar corrientes eléctricas a animales de laboratorio), los investigadores han determinado que la corriente puede ser fatal en uno de 20 casos si rebasa el valor calculado mediante la ecuación 3-1:

$$i(\text{mA}) = 116/\sqrt{t(\text{segundos})} \quad (3-1)$$

Por ejemplo, esta ecuación predice que una corriente de 100 mA debe pasar durante aproximadamente 1.3 segundos antes de que se le considere fatal en términos probalísticos. Por lo tanto, en este caso el sólo rozar un conductor energizado puede ser desagradable, pero lo más probable es que no sea fatal. Los voltajes de corriente directa son en extremo peligrosos porque la corriente penetra a los músculos y a los

¹Nótese que también hay una relación importante entre la frecuencia de la corriente aplicada y la corriente mínima necesaria para ocasionar fibrilación. Para nuestra mala suerte (o como dice la ley de Murphy), el estado de máxima susceptibilidad humana a los efectos de la corriente eléctrica se presenta a aproximadamente 60 Hz, la frecuencia eléctrica más común. A mayores frecuencias, disminuye la susceptibilidad a la fibrilación rápidamente debido a que la corriente cambia de dirección con mayor rapidez que con la que puede responder el tejido del corazón.

Efectos de un choque eléctrico de 60 Hz (corriente) en una persona promedio a través del cuerpo.

Intensidad de corriente -- Contacto durante 1 segundo	Efecto
1 miliampere	Umbral de percepción
5 miliamperes	Intensidad máxima de corriente aceptada como inofensiva
10-20 miliamperes	Corriente a la que se puede soltar una persona electrificada, antes de una contracción muscular sostenida
50 miliamperes	Dolor. Posible inconsciencia, desvanecimiento, lesiones mecánicas. Continúan funciones del corazón y respiratorias.
100-300 miliamperes	Comienza la fibrilación ventricular, pero el centro respiratorio permanece intacto.
6 amperes	Contracción sostenida del corazón seguida de ritmo cardíaco normal. Parálisis respiratoria temporal. Quemaduras si la densidad de corriente es alta.

Figura 3-1 Efectos de varios niveles de corriente en el cuerpo humano.
(Cortésía de Hewlett-Packard Co.)

nervios del cuerpo aun con mayor facilidad que la corriente de 60 Hz. Esto provoca quemaduras más severas y más profundas en la carne. Los tableros de distribución grandes (el equivalente industrial del tablero de interruptores termomagnéticos o disyuntores residenciales) son muy peligrosos debido a la gran cantidad de energía que pueden suministrar sus conductores en caso de una *falla* (p. ej., al poner en corto accidentalmente a dos conductores o un conductor a tierra). Muchos electricistas han tenido desgracias graves al haber volado literalmente más de 6 metros como resultado de fallas con arqueo. Las corrientes en esas fallas pueden ser lo suficientemente grandes para vaporizar los fluidos de una extremidad, ocasionando una explosión de vapores dentro de ella.

El voltaje necesario para que fluya un nivel fatal de corriente a través del cuerpo humano puede variar. Su valor depende de la resistencia de la piel en el punto de contacto. La piel húmeda puede tener una resistencia tan baja como 1 k Ω mientras que la piel seca puede alcanzar hasta 500 k Ω . (Una vez que la corriente pasa hacia el cuerpo, la resistencia es mucho menor, debido a la conductividad de los fluidos corporales). Así, un potencial de 100 V aplicado a la piel húmeda puede ser fatal. En efecto, aun 50 V bajo ciertas condiciones puede ser tan mortal como 5000 V. Además, la resistencia de la piel decae rápidamente cuando la corriente pasa a través del punto de contacto, porque la corriente descompone la capa protectora y seca de la piel externa. Esto hace que sea importante romper el contacto con el conductor “vi-

vo" tan pronto como sea posible. Debido a que el voltaje en el punto de contacto por lo general, permanece constante y como la resistencia disminuye, la corriente puede crecer rápidamente hasta un nivel fatal.

Sin embargo, en muchas aplicaciones médicas, se introducen directamente en el cuerpo dispositivos electrónicos sensoriales (catéteres, por las arterias o venas) para monitorear fenómenos físicos tales como el flujo sanguíneo. Estos dispositivos están en íntimo contacto con los fluidos corporales y por lo tanto, sólo existe una resistencia muy pequeña entre el dispositivo sensor y el paciente. Bajo tales circunstancias no sería extraordinario esperar que corrientes muy pequeñas (que entran al cuerpo a través de un catéter), puedan tener los efectos de un choque eléctrico. Los estudios clínicos han demostrado que corrientes tan pequeñas como $180\ \mu\text{A}$ ($0.18\ \text{mA}$) de electrodos colocados directamente a cada lado del corazón pueden desencadenar fibrilación ventricular. Así, se puede esperar que las corrientes eléctricas mucho menores que 100 a 300 mA sean potencialmente letales a los pacientes, si ellos están conectados a equipo médico eléctrico. Como las fugas de corriente en el ambiente de un hospital pueden alcanzar esos niveles de peligro inadvertidamente, se debe tener mucho cuidado y emplear medidas especiales de seguridad para proteger a los pacientes contra accidentes por choque eléctrico. Se describen algunas de las técnicas empleadas para proteger a pacientes contra esos peligros en las secciones del capítulo 16 que trata el tema de la eliminación de señales externas de medición.

El mejor método para protegerse uno mismo del peligro de un choque al emplear equipo eléctrico e instrumentos ordinarios (es decir, no médicos), es la utilización de conexiones correctas a tierra del equipo empleado. Los detalles de cómo y por qué se conecta el equipo correctamente a tierra se dan en una sección posterior titulada "Conexiones a tierra como medida de seguridad." Además de las técnicas correctas de toma de tierra se debe evitar el manejo de equipo que tenga conductores o alambres expuestos. Siempre trate de apagar el equipo cuando tenga que tocar algún circuito. Además, siempre se deben emplear zapatos para aislarse todavía más de la tierra. Se debe evitar tener contacto con tierras tales como la red metálica de plomería mientras se manejen conductores o instrumentos. Si se debe reparar equipo "vivo", empléese sólo una mano y manténgase la otra muy alejada de cualquier parte del circuito. No se deben emplear artículos metálicos, anillos, brazaletes o relojes de pulso al trabajar en sistemas eléctricos.

Primeros Auxilios para el Choque Eléctrico

El primer paso para auxiliar a una víctima de choque eléctrico es tratar de desconectar la corriente del conductor con el cual esté en contacto la víctima. Si no se tiene éxito al intentar esto y la víctima continúa recibiendo el choque, se debe romper el contacto entre la víctima y la fuente de electricidad sin ponerse uno mismo en peligro.

Esto se hace usando un aislador (como un trozo de madera, tela, cuerda o cuero secos) para jalar o separar a la víctima del conductor vivo. No se debe tocar a la víctima con las manos desnudas mientras esté electrificada. Aun un contacto momentáneo con la víctima puede ser fatal si el nivel de corriente es bastante alto.) Se

debe romper el contacto de manera rápida porque la resistencia de la piel decae rápidamente con el tiempo y se puede alcanzar una corriente de 100 a 300 mA, fatal, si se permite que el choque continúe durante el tiempo suficiente.

Si se ha detenido la respiración y el individuo está inconsciente, se debe comenzar a dar inmediatamente respiración artificial. No la suspenda hasta el momento en que una autoridad médica certifique que ya no se puede ayudar a la víctima. Esto puede tomar hasta 8 horas. Se deben ignorar los síntomas de rigor mortis y la falta de pulso detectable, porque a veces son los resultados del choque. No son necesariamente pruebas de que haya expirado la víctima.

Otros Peligros del Laboratorio Eléctrico

Al emplear herramientas motorizadas como p. ej. taladros o sierras también se debe tener cuidado para evitar heridas graves. Las herramientas eléctricas no deben ser operadas, a menos que se tengan sus instrucciones de operación. Además, la ropa o el cabello sueltos pueden quedar atrapados en maquinaria en movimiento y no deben usarse cuando se maneje este tipo de equipo. Por último, se debe usar siempre anteojos de seguridad o gafas al taladrar o cortar con herramientas eléctricas.

El cautín es otro instrumento que puede causar accidentes si se emplea en forma descuidada. Los cautines calientes desatendidos pueden quemar a personas desprevenidas o que pueden prender fuego a sus alrededores. Para evitar accidentes con cautines, colóquese siempre el cautín en su receptáculo cuando no se esté soldando. También, asegúrese de apagar los cautines después de usarlos.

Al emplear los solventes de limpieza (como el tricloroetileno) o sustancias químicas corrosivas (p. ej., ácidos en los laboratorios de semiconductores), se debe tener cuidado en su uso y la forma de desecharlas. Se deben emplear campanas extractoras bien ventiladas, al trabajar con estas sustancias para eliminar los humos corrosivos o venenosos. Se deben emplear guantes, ropa especial y gafas para protegerse contra las salpicaduras y contaminación de sustancias químicas. Cuando se tiran las sustancias corrosivas en los drenajes, se debe permitir que fluya un gran volumen de agua para diluir sus propiedades peligrosas. En caso de derrames de ácidos, enjuáguese el drenaje con bastantes cantidades de agua.

Normas de Seguridad

1. Nunca se debe trabajar solo. Asegúrese que haya otras personas en el laboratorio a quienes recurrir en caso de accidentes.
2. Usense sólo instrumentos y herramientas eléctricas que tengan cables de corriente con tres conductores. (Véase la sección “Conexión del equipo a tierra como medida de seguridad.”)
3. Antes de manipular conductores, desconéctese siempre la corriente.

4. Revisense todos los cables de corriente para ver si tienen señales de deterioro. Cámbiense o repárense los conductores o las puntas de prueba dañadas.

5. Usese siempre zapatos. Manténga secos sus zapatos. Evítese estar parado sobre metales o concreto muy mojado. (Estas precauciones evitan que se convierta uno en un trayecto de baja impedancia a tierra.) No use artículos metálicos, anillos, etc.

6. Nunca se deben operar los instrumentos eléctricos con la piel mojada (la humedad disminuye la resistencia de la misma y permite que fluya mayor cantidad de corriente a través del cuerpo.)

7. Nunca se deben dejar desatendidos los cautines calientes. Manténganse en depósitos o soportes cuando no se esté soldando.

8. Nunca se debe usar ropa suelta cuando se esté cerca de maquinaria. Usese siempre gafas de seguridad al utilizar sustancias químicas o herramientas motorizadas.

9. Conéctese siempre al último, el cable o la punta de prueba al punto de potencial alto. Esto es, no se conecte primero el conductor al lado “vivo” del circuito porque se terminará sujetando un conector “vivo” en la mano.

CONEXIONES A TIERRA

Importancia de las Conexiones a Tierra

Los conceptos de *tierra* y *conexión a tierra* son básicos e integrales, en el diseño de sistemas de mediciones eléctricas. Se deben comprender bien estos conceptos para la operación adecuada de esos sistemas. Sin embargo, con frecuencia no se definen con claridad las conexiones a tierra durante el entrenamiento del estudiante. Como resultado de esto, se puede terminar trabajando con sistemas de medición que no estén aterrizados correctamente. Si estas situaciones conducen a mediciones erróneas, también se puede desarrollar una confusión subsiguiente acerca de por qué existe el error. Para evitar que surjan tales problemas, en las secciones siguientes se describen los principios básicos de la conexión a tierra.

Conexión a Tierra

Como todas las mediciones de diferencias de potencial (voltaje) son relativas, el nivel de voltaje de cualquier punto en un circuito siempre se debe comparar con algún nivel de referencia. Esto significa que debe haber un nivel de voltaje en un punto que se define como el voltaje de referencia. Generalmente, al nivel de referencia se asigna un valor de voltaje cero y se le conoce como *tierra del circuito* o *punto común* del sistema.

Para dar un potencial de referencia común y conveniente para la mayor parte de las mediciones, se escogió el potencial del planeta Tierra como cero. Cuando se conecta un conductor o un circuito a algún punto de la Tierra mediante una conexión eléctrica de baja impedancia, ese punto estará esencialmente al mismo potencial que la Tierra (cero). Se dice entonces que el circuito está *conectado a tierra*, *aterrizado* o *puesto a tierra*. (En los sistemas eléctricos de los edificios, a este punto de conexión a tierra se le llama con frecuencia *entrada de tierra de servicio*.) En realidad, todas esas conexiones a tierra no están exactamente al mismo potencial. Aun las tierras dentro de una construcción pueden no estar al mismo potencial. Si en verdad dos de esas conexiones a tierra desarrollan una diferencia de potencial, se puede establecer una circulación grande de corriente. Esta corriente de tierra puede ser muy destructiva para el equipo conectado al conductor de tierra de este sistema eléctrico en especial los equipos de computación y de comunicación de datos, que operan a altas frecuencias). Por lo tanto, los problemas de conexión a tierra de este tipo son por lo general el resultado de tener más de una entrada de tierra de servicio instalada en un complejo industrial.

Se puede determinar la resistencia a tierra de un sistema de tierras empleando el método que se muestra en la figura 10-6. El Código Nacional Eléctrico estadounidense pide que la resistencia máxima de un electrodo de conexión a tierra no sea mayor que 25 ohms. Para reducir la resistencia de una conexión a tierra en las subestaciones de servicio público de electricidad, se instala una placa de cobre de conexión a tierra por debajo de toda la subestación. Muchas instalaciones de computadoras tienen pisos elevados que tienen un plano de tierra directamente bajo su piso. Este plano de tierra, en contraste con un cable de tierra, da un trayecto de baja resistencia a las corrientes de altas frecuencias. Para los edificios, las columnas de acero y el acero de refuerzo del concreto constituyen excelentes electrodos de conexión a tierra.

Nótese que la *tierra del circuito* mencionada al principio de nuestra discusión puede ser una conexión a tierra o simplemente puede ser un punto en el circuito con respecto al cual se comparan los demás voltajes sin estar conectado a la tierra física. Por ejemplo, una linterna puede trabajar con una batería de 6 V. La *tierra del circuito* de su sistema no está conectada a tierra y puede estar o no a un potencial cero con respecto a la tierra física. Sin embargo, la terminal positiva de la batería siempre está a 6 V en relación con la tierra del circuito de la linterna. Otros ejemplos de circuitos no conectados a tierra son los automóviles y las aeronaves. Para los sistemas eléctricos de esas máquinas, el *circuito a tierra* puede ser el chasis metálico del automóvil o el fuselaje del avión. En esos casos, el chasis toma el lugar de la tierra para servir como potencial de nivel cero. Cuando el chasis actúa como referencia para potencial cero, se dice que el sistema está *aterrizado en el chasis*. Nótese que el voltaje del chasis puede estar a muchos volts por encima del de la tierra física y sin embargo proporciona un nivel de referencia cero para sus propios circuitos internos. Cuando se conecta a un circuito a un chasis que deliberadamente está desconectado de la tierra física, se dice que es *flotante*. (Con frecuencia se crea esta condición en especial cuando se emplea una fuente de poder o un osciloscopio para efectuar ciertos tipos de mediciones de voltaje). Puede existir un potencial entre el chasis y la tierra y si se conecta un conductor entre ellos, pasará corriente. El trayecto conductor puede ser un ser hu-

mano; así, el equipo *flotante* debe manejarse como si estuviera a un potencial mayor, para evitar choques eléctricos.

Esta descripción ha hecho énfasis en el hecho de que el término tierra puede tener significados diferentes, relacionados todos ellos estrechamente entre sí lo suficiente como para originar confusiones ocasionales. Una *tierra de circuito* es la definición más general porque puede ser una *tierra física*, una *tierra de chasis* o ninguna de las anteriores (puede sólo ser un punto conveniente en el circuito con el cual se puedan comparar otros voltajes). Se debe determinar con claridad cuál significado es el relevante cada vez que se encuentra uno con el término. El símbolo $\underline{\underline{\perp}}$ se usa con frecuencia para identificar todos los tipos de tierra. A veces, sin embargo, si no hay una conexión a tierra física, se usa el signo \rightsquigarrow para denotar una tierra flotante a un chasis.

Las conexiones a la tierra física se construyen enterrando o introduciendo conductores en el suelo. Esas conexiones son efectivas si dan un trayecto con muy baja resistencia a la tierra física.

En el receptáculo común de tres conductores del que se obtiene la corriente en el hogar, hay dos conductores conectados a tierra (véase la figura 3-2). El conductor 2 está conectado a tierra y lleva el retorno de corriente de la carga de regreso a tierra. Se llama el *neutral* o *neutro* y para él se emplea el color blanco. El conductor 3 es uno que no lleva corriente bajo condiciones normales de trabajo. Esto es, su objeto es suministrar un trayecto de baja resistencia de regreso al tablero de la entrada de servicio. La resistencia debe ser lo suficientemente baja para que en caso de una falla, accionese el dispositivo de protección del circuito. Si el trayecto eléctrico a tierra tuviese alta resistencia, se podría establecer un arco o arco que literalmente fundiría todo en la vecindad de la falla, incluyendo los metales. En el cableado doméstico, el conductor 3 es por lo general un alambre desnudo de cobre, pero a veces tiene aislamiento verde, en especial en aparatos eléctricos con tres conductores. (El conductor 3, como se describirá con mayor detalle en la sección sobre "Conexión del equipo a tierra como medida de seguridad", se emplea como medida de protección.) El conductor 1 no se conecta a tierra, sino que se conecta a la terminal de mayor potencial de la fuente de ca; su color es cualquiera que no sea blanco o verde. Por lo común es negro, rojo o azul.

Una corriente pasa por los conductores 1 y 2 cuando se conecta un instrumento o aparato en el receptáculo. Como todo conductor ofrece cierta resistencia por unidad

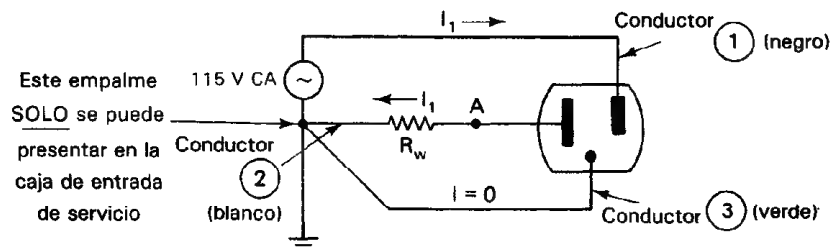


Figura 3-2 Receptáculo de pared de tres conductores.

de longitud, el punto A en el conductor 2 puede no estar a un potencial cero, aun cuando esté conectado a tierra. El potencial del conductor en el punto A será más bien

$$V_A = R_w I_1 \quad (3-2)$$

en donde R_w es la resistencia total del trayecto desde el punto A hasta la tierra. (La suma de la resistencia del conductor y la resistencia del contacto a tierra determina a R_w). Esto significa que, aunque el conductor 2 esté conectado a tierra, en realidad no está a un punto de referencia cero.

Un ejemplo común de descuido en el seguimiento de las técnicas correctas de conexión a tierra es el uso de equipo de medición conectado a una tierra física a través del tercer conductor de tierra en el cable de tres conductores [p. ej., un osciloscopio que tenga una terminal de entrada conectada con el chasis (y el chasis esté conectado a la tierra física)]. Por ejemplo, considérese la medición de voltaje que se intenta en la figura 3-3. Como una de las terminales de entrada del osciloscopio está aterrizada, si se intenta medir el voltaje no aterrizado entre los puntos A y B del circuito, se produce un corto circuito del punto B a tierra. Este cortocircuito elimina efectivamente al resto de los elementos del circuito. Así, el valor del voltaje medido por el osciloscopio es erróneo porque el circuito se ha alterado drásticamente por la conexión del osciloscopio.

Un método que permite emplear al osciloscopio para medir voltajes no conectados a tierra es el de hacer *flotar* al instrumento. Dos maneras de hacerlo son 1) emplear un osciloscopio de baterías y 2) emplear un osciloscopio que tenga una entrada diferencial. Por un lado, el empleo del modo ($A-B$) de un osciloscopio de doble trazo para hacerlo flotar, puede ser potencialmente peligroso, como se describirá más adelante en la sección “Cómo operar un osciloscopio” en el capítulo 6.

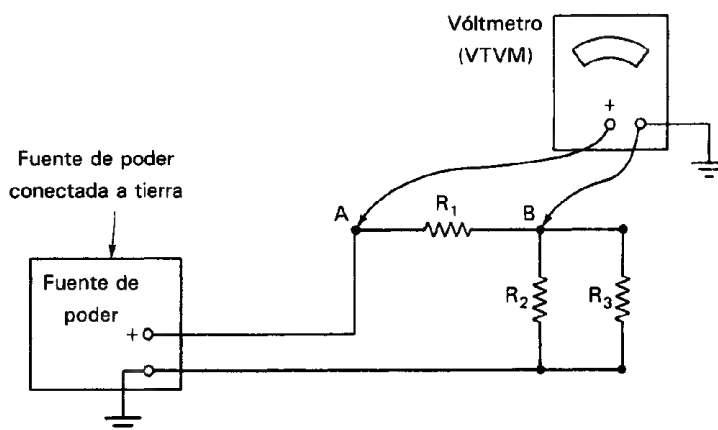


Figura 3-3 Ejemplo de técnica incorrecta de conexión a tierra. Al conectar el vóltmetro al circuito como se indica, aterriza el punto B .

Conexión del Equipo a Tierra Como Medida de Seguridad

En última instancia la causa más importante para conectar a tierra el equipo eléctrico es dar protección adicional contra choques eléctricos. Los instrumentos eléctricos y los aparatos domésticos están contruidos de tal manera que sus cajas (que también se llaman *chasis*) están aisladas eléctricamente de los conductores que llevan la corriente a sus circuitos. El aislamiento está dado por el aislamiento de los conductores y por lo tanto, se evita que el chasis llegue a estar “vivo” eléctricamente.

Si el chasis del equipo se pone en contacto de alguna manera con la parte expuesta de uno de los conductores de corriente (posiblemente debido a desgaste o daños al aislamiento del conductor), tendrá el mismo potencial por encima de la tierra que el conductor con el que esté haciendo contacto. Si no hay buena conexión eléctrica del chasis a la tierra física, el chasis permanecerá “vivo”. El usuario desprevenido puede tocar al mismo tiempo al chasis “vivo” y a la tierra física y puede sufrir un choque eléctrico.² Un accidente de esta índole puede ocurrir si el equipo o el aparato utiliza un cable de corriente con dos conductores. En estos casos, ambos conductores llevan corriente cuando el equipo está en operación normal. No hay conductor disponible para la conexión del chasis a tierra en caso de contacto eléctrico accidental [véase la figura 3-4 b)].

Por otro lado, si hay una buena conexión desde el chasis hasta la tierra y un alambre desnudo toca el chasis, la corriente puede fluir directamente a tierra pasando por un trayecto de muy baja resistencia. Este trayecto ofrece por lo general menos impedancia al flujo de la corriente que el trayecto de conducción a través del aparato doméstico. Como resultado se tiene un gran flujo de corriente en el circuito. Este golpe de corriente puede hacer que el fusible del circuito se queme o que el interruptor termomagnético se abra.

Otro dispositivo que se emplea para evitar choques eléctricos es el *interruptor de circuito por falla a tierra*. Una *falla a tierra* es una fuga de corriente que se presenta cuando alguno de los conductores de energía (el *vivo* o el *neutral*) hace contacto con el bastidor o el chasis de un dispositivo eléctrico. Como se describió antes, si el conductor *vivo* hace contacto con un chasis *a tierra*, y si la resistencia del trayecto a tierra, es baja, es probable que el gran flujo de corriente que resulta queme un fusible o abra un interruptor termomagnético para evitar daños al equipo. Sin embargo, si el trayecto a

²Nótese que las fugas de corriente siempre están presentes entre los circuitos y el chasis del equipo eléctrico aun cuando el equipo esté trabajando correctamente y los conductores de corriente estén correspondientemente aislados del chasis. Estas fugas de corriente se presentan porque los materiales empleados para aislar a los conductores del chasis nunca son aisladores perfectos y porque existe acoplamiento capacitivo entre los conductores y el chasis. Así, aun cuando aparentemente no haya evidencia de trayectos óhmicos conductores entre los circuitos y el chasis, siempre habrá una diferencia de potencial (voltaje) del chasis con respecto a tierra. Desde luego, se supone que la fuga de corrientes hacia el chasis se debe mantener tan baja en las unidades de circuitos que trabajan normalmente, que el voltaje resultante del chasis sea inofensivo.

La organización Underwriters Laboratory (U.L.) en Estados Unidos, efectúa las pruebas de muchos aparatos electrodomésticos para verificar que estos niveles de fuga de corriente en realidad estén por debajo de los niveles peligrosos.

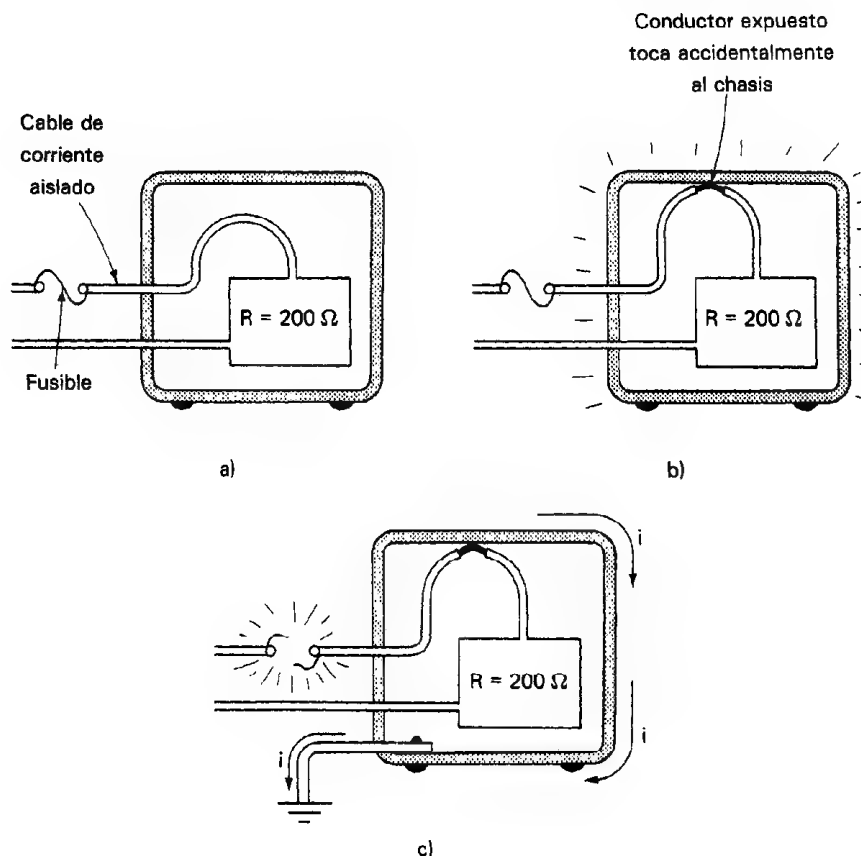


Figura 3-4 Conexión del equipo a tierra como medida de seguridad.

tierra es a través de una mayor resistencia (como el cuerpo humano), el flujo de corriente puede no ser lo suficientemente alto para abrir un disyuntor, pero puede ser suficiente para matar a alguien.

Es más, si un conductor *neutral* falla a tierra, el chasis puede ser todavía una fuente de corrientes peligrosas por falla. Esto se debe a que en una falla a tierra del conductor neutral al chasis, la corriente de falla probablemente no se vea interrumpida por los dispositivos de sobrecarga comunes (fusibles, etc.). Así, el problema puede permanecer sin detectarse.

Los *interruptores de circuito por falla a tierra* (GFCI) están diseñados para desconectar automáticamente la corriente de un equipo en menos de un cuarentavo de segundo si se detecta una diferencia (es decir, un desequilibrio) entre el conductor vivo de corriente y el conductor neutral. Si existe este desequilibrio, quiere decir que está ocurriendo una falla a tierra (posiblemente a través del trayecto conductor de un ser humano).

El dispositivo sensor del GFCI es un toroide magnético (bobina sensora) alrededor del cual están enrolladas varias vueltas de los conductores vivo y neutral (véase la figura 3-5). Si las corrientes en los conductores vivo y neutral son iguales, cada una producirá un campo magnético igual en el toroide. Estos campos magnéticos se cancelarán entre sí y no existirá campo magnético neto alguno en el toroide. Si las corrientes en los conductores vivo y neutral no son iguales (están desbalanceados), habrá un campo magnético neto en el toroide. Este campo se detecta mediante un tercer *devanado sensor*, que también está enrollado en el toroide. La señal resultante del campo magnético detectado se amplifica y se emplea para activar relevadores que están conectados en el circuito de suministro de corriente al equipo. La activación del relevador hace que se interrumpa la corriente que se esté suministrando al equipo.

Los interruptores de circuito por falla a tierra se desarrollaron a primera instancia para la protección contra choques eléctricos dentro y alrededor de las piscinas, pero hoy en día se instalan donde los usuarios de equipo eléctrico estén trabajando en zonas de trabajo bien aterrizadas (como en terreno húmedo o cimbras de acero). Las normas reguladoras modernas también piden la instalación GFCI en circuitos que suministran corriente a los baños, cocinas y receptáculos exteriores de corriente de las construcciones nuevas, en Estados Unidos.

Las corrientes de falla a tierra de tan sólo 0.0001 por ciento de la carga de corriente pueden ser detectados por los interruptores descritos y éstos son adecuados para equipo con dos y tres conductores. Sin embargo, no protegen contra el choque por contacto de conductor a conductor, ni se supone que reemplacen a los fusibles o a los interruptores termomagnéticos. Se usan sólo para complementar otros dispositivos de seguridad como medida adicional de protección.

La causa principal de electrocuciones en los hogares se debe a los aparatos electrodomésticos que caen en el agua. Estos accidentes no son originados, por lo tanto, por aparatos defectuosos. Por ejemplo, puede resultar un choque severo, el cual con frecuencia es fatal si un secador de cabello se deja caer en una tina de baño llena de agua, ocupada por una persona. Los mismos resultados se obtienen si una cafetera conectada se sumerge en un fregadero. Más de 100 muertes ocurren en Estados Unidos cada año como resultado de tales accidentes. Un dispositivo relativamente nuevo que puede evitarlos, más pequeños y menos caro que un interruptor de falla a tierra es el *circuito interruptor de detección por inmersión* (IDCI). Este dispositivo se puede construir directamente en la clavija de enchufe de los aparatos electrodomésticos como secadores de cabello y cafeteras. En la figura 3-6 se muestra un es-

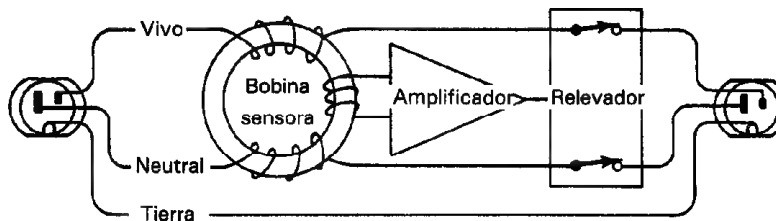


Figura 3-5 Interruptor de circuito por falla a tierra.

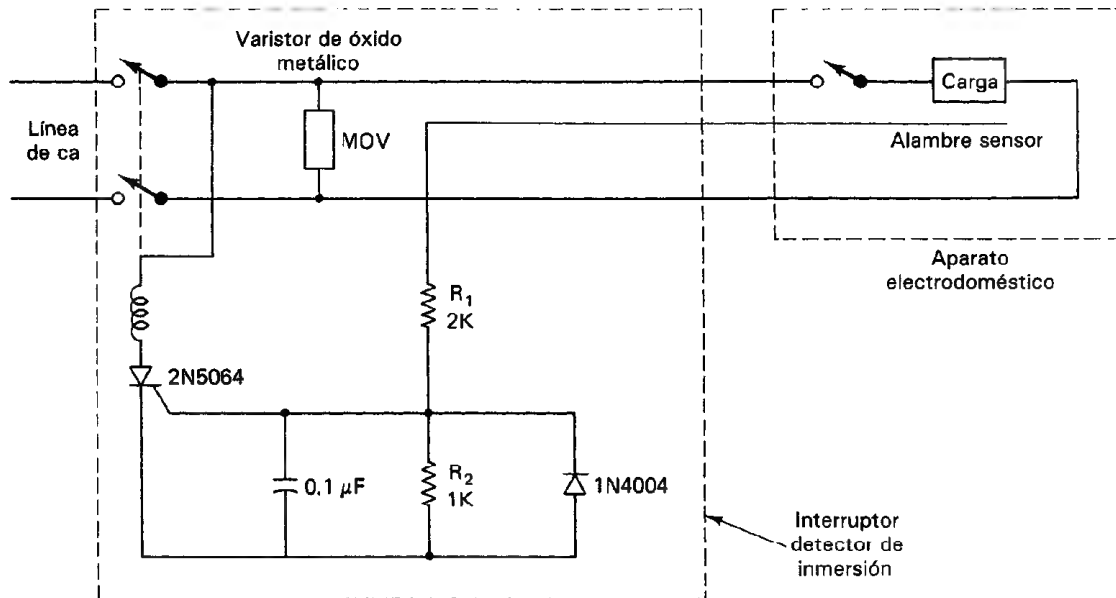


Figura 3-6 Esquema del circuito de un interruptor de detección por inmersión.

quema de este interruptor. Un cable de secadora con un interruptor por inmersión contiene dos conductores de corriente y un tercer conductor sensor para detectar la inmersión. La corriente que fluye a través del conductor sensor origina un voltaje positivo en la compuerta de un rectificador controlado de silicio (SCR), que energiza entonces al solenoide. La armadura del solenoide acciona el interruptor con tensión de resorte, que se puede restablecer en forma manual. En los electrodomésticos que se dañan en forma permanente al sumergirlos en agua, el interruptor no se puede restablecer. Estos dispositivos cumplen con los requisitos de sensibilidad de corriente versus tiempo de UL (Underwriters Laboratory) para los interruptores de falla a tierra (es decir, 5.6 s con 6 mA o 26 ms con 264 mA pasando por el conductor sensor). En realidad, los dispositivos de interrupción por inmersión rebasan las normas UL cortando la corriente cuando pasa menos de 1 mA por el conductor sensor. También, los dispositivos no están polarizados (es decir, cortan la corriente sin importar cuál es el conductor de corriente que esté vivo y cuál esté a tierra). Además, tienen otra ventaja sobre los interruptores de falla a tierra, los cuales pueden no cortar la corriente de una tina de baño aislada eléctricamente (debido a que el uso extensivo de plástico evita las corrientes a tierra que hacen que corte un interruptor de falla a tierra).

DISPOSITIVOS DE PROTECCION DE CIRCUITOS

Los aumentos de corriente repentinos y grandes debidos a las sobrecargas o a los cortocircuitos ocurren a veces en forma accidental en los circuitos eléctricos. Estas ondas

o aumentos repentinos pueden conducir a la destrucción de los componentes, a choques eléctricos, o a incendios, si no se detienen a tiempo. Para resguardar los sistemas eléctricos contra daños de esas sobrecargas inesperadas, se emplean ciertos dispositivos de protección. Los más comunes son el fusible y el interruptor termomagnético. Trabajan interrumpiendo rápidamente la corriente en un circuito si rebasa un valor especificado.

Un fusible es así un tramo de alambre delgado o de banda metálica delgada diseñado para calentarse y fundirse si se rebasa su capacidad máxima de corriente (véase la figura 3-7). Se coloca en serie con el circuito que se desea proteger. Los fusibles se deben instalar en el lado vivo porque si se colocan en el lado de voltaje bajo de la línea, el circuito electrificado permanecería en el potencial del conductor vivo, aun cuando se quemara el fusible. Por lo tanto, todavía existiría en este caso el peligro de un choque. Al fundirse cuando la corriente que pasa por el circuito es mayor que su capacidad, el fusible destruye una parte del trayecto conductor. Esto suspen-

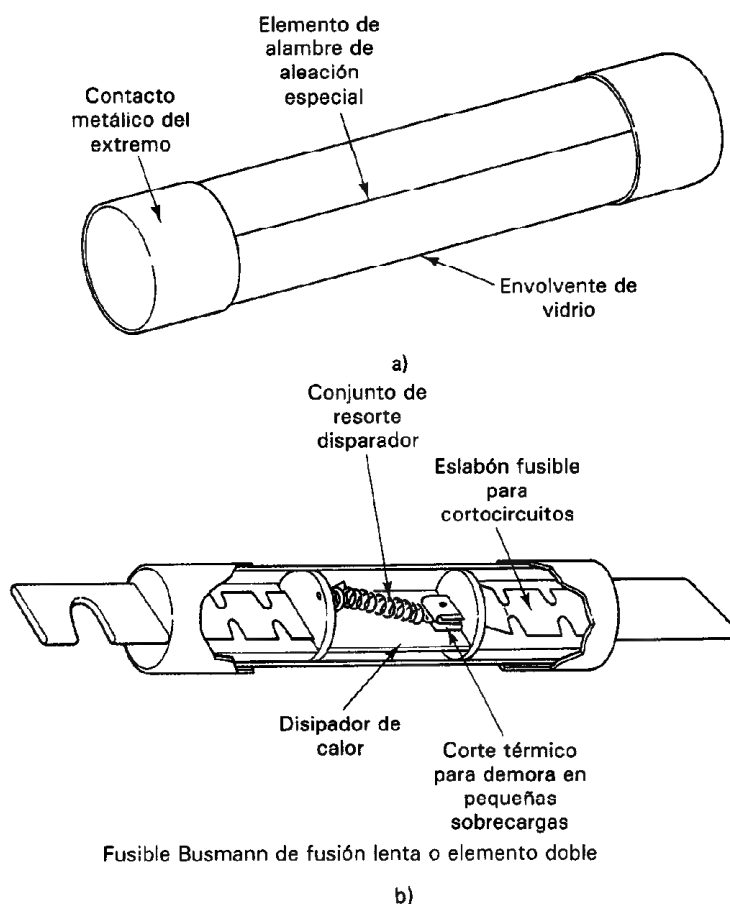


Figura 3-7 Fusibles. (Cortesía de Bussmann Division, Cooper Industries.)

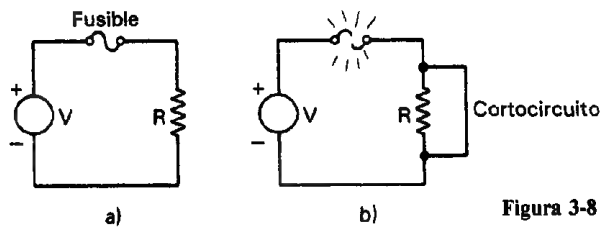


Figura 3-8 Función del fusible en un circuito.

de el paso de la corriente en el resto del circuito (figura 3-8). Generalmente, esta interrupción debe suceder en la parte ascendente del primer ciclo de la corriente de falla para evitar daños. Por ejemplo, si la corriente de cortocircuito de una fuente de corriente fuera de 200,000 amperes, podría ocasionar daños considerables al equipo si se permitiera su paso durante cualquier intervalo de tiempo significativo. Sin embargo, si el fusible se funde en la primera parte ascendente del primer ciclo, se evita el paso de esta gran corriente a través del circuito.

La energía se absorbe al fundirse el elemento fusible y calentarse el gas que lo rodea, o la arena de sílice (como en el caso de fusibles grandes para plantas industriales o de suministro eléctrico). La energía total que deja pasar el fusible es una función de I^2t siendo I la corriente pico que pasa y t el tiempo total de interrupción. Los fusibles limitadores de corriente con norma de los UL deben tener las características de operación que cumplan con las especificaciones de UL para I^2t . En esas aplicaciones se emplean los llamados *fusibles rápidos*. Sin embargo, algunos circuitos están diseñados para producir o resistir pulsos cortos de alta corriente sin dañarse. Esos circuitos de todos modos necesitan protección contra golpes de corriente que sean demasiado grandes o cuya duración sea muy grande. En estos casos, se pueden emplear fusibles de acción retardada o de fusión lenta como elementos de protección. Un fusible de *fusión lenta* resiste la fusión si se rebasa su capacidad de corriente durante un corto periodo de tiempo. Sin embargo, si la sobrecarga es demasiado grande o prolongada este fusible se funde y abre.

La fusión de un fusible indica que hay una función anómala dentro del circuito al que está protegiendo. Antes de cambiar un fusible fundido por uno nuevo, se debe localizar y reparar la causa. Si existen condiciones de alta temperatura ambiental, se debe aumentar el tamaño del fusible, porque de otro modo se fundiría con una corriente menor que la deseada. Un ejemplo común de lo anterior son los fusibles localizados en el compartimiento del motor de un automóvil.*

Interruptor termomagnético también conocido como *cortacircuitos* o *disyuntor* es un elemento de protección que también abre un circuito si se le aplica una sobrecarga. Sin embargo, a diferencia del fusible, el interruptor termomagnético no se destruye por la sobrecarga a menos que se rebasa la *capacidad nominal de interrup-*

*N. del T.: En realidad, casi todos los automóviles tienen su caja de fusibles en alguna parte del interior del tablero de instrumentos, por la razón descrita en el texto. También, en casi todos los automóviles se emplean los *eslabones fusibles*, que son tramos de conductor de diámetro y longitud específicas que funcionan como fusibles, pero que se intercalan en el circuito junto a los dispositivos que se desea proteger y se cambian una vez que se ha arreglado la falla eléctrica.

ción de corriente. Esta corriente máxima de sobrecarga puede ser tan baja como 5000 amperes para un interruptor termomagnético común tipo casero, o de 50,000 amperes para una unidad industrial. Los fusibles se emplean para corrientes mayores. Los interruptores termomagnéticos para las plantas industriales también están coordinados. Esto significa que los ajustes de interrupción de los interruptores termomagnéticos se seleccionan de modo que el interruptor termomagnético más cercano a una falla es el que se interrumpe.

Los interruptores termomagnéticos consisten por lo general en un interruptor que se mantiene cerrado mediante una traba. Para abrir el circuito la traba debe levantarse. Dos mecanismos comunes para destrabar el interruptor son el electroimán y la banda bimetalica (figura 3-9). Cuando la corriente rebasa el valor crítico en la bobina electromagnética, su campo magnético jala la barra metálica y suelta la traba del interruptor termomagnético. En el tipo de mecanismo con banda bimetalica, la corriente que pasa a través del interruptor termomagnético calienta la banda y hace que se doble. Si la banda se calienta debido a una corriente demasiado grande, se dobla hacia atrás tanto, que hace que salte la traba y se abra el contacto. En el interruptor termomagnético se emplean ambos mecanismos. Las sobrecargas normales provocan que la banda bimetalica libere la traba del interruptor termomagnético, mientras que un cortocircuito provoca que el electroimán active el mecanismo de liberación de la traba. Cuando la causa del exceso de corriente se ha localizado y reparado, se puede restablecer el interruptor termomagnético a su posición conductora mediante un interruptor o botonera. Debido al interruptor, los interruptores electromagnéticos también pueden emplearse como interruptores ENCENDER-APAGAR (ON-OFF). También se pueden conseguir con bobinas de disparo motorizadas. Esto permite la operación de esos interruptores termomagnéticos (para restablecer o para abrir) desde un lugar remoto. La mayor parte de los interruptores electromagnéticos grandes se operan a control remoto por razones de seguridad. Por otro lado, cuando se abre o cierra un interruptor electromagnético manual, se debe hacer estando parado a un lado y dando la espalda al interruptor electromagnético. Se debe tomar esta precaución de seguridad debido a que si se cierra un interruptor termomagnético accidentalmente cuando haya cortocircuito, puede explotar.

Los interruptores termomagnéticos y los fusibles protegen los circuitos contra la sobrecorriente, pero no los protegen contra el sobrevoltaje. Los dispositivos que protegen a los circuitos contra el sobrevoltaje se llaman generalmente *supresores de transitorios*. Hay muchos dispositivos de los que puede disponer un ingeniero para dar protección contra sobrevoltaje. Algunos de ellos son los diodos zener, los varistores de carburo de silicio y los varistores de óxidos metálicos (MOV). Estos dispositivos se colocan por lo general, entre los conductores de entrada o de la carga inductiva (figura 3-10). Debido a la diversidad de sus características y a las especificaciones no normalizadas de los fabricantes, los supresores de transitorios no son fáciles de comparar. Los varistores de óxido metálico y los diodos zener son los que más se emplean. Una *palanca* es otro supresor de transitorios que consiste de un diodo zener y un rectificador de silicio, se pueden conseguir estos dispositivos como unidades paquete. La combinación de dispositivos dentro de una palanca provee una trayectoria de

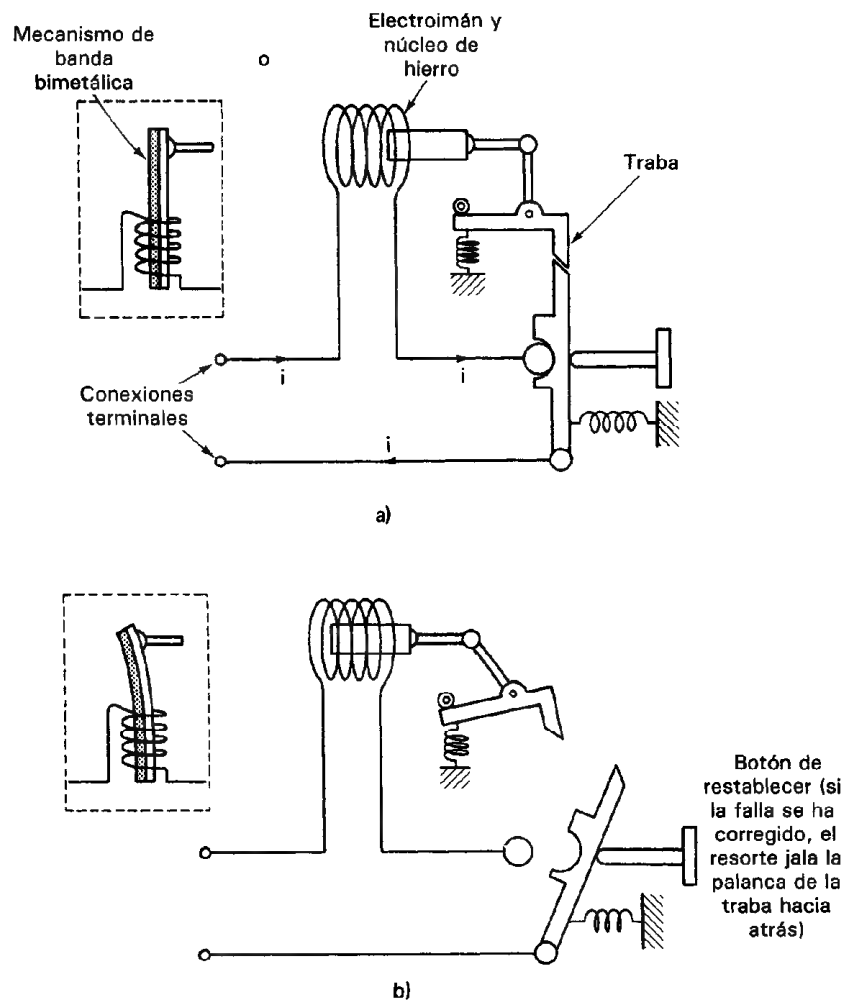


Figura 3-9 Esquema simplificado de dos de los mecanismos que se emplean en los interruptores termomagnéticos. a) Los mecanismos de disparo de los interruptores bimetálicos y electromagnéticos se muestran en sus posiciones “cerradas”. b) Si pasa demasiada corriente por el mecanismo. 1) el calor de la corriente dobla hacia atrás la cinta bimetálica, haciendo que se suelte la traba, o 2) la corriente que pasa por la bobina jala hacia adentro la varilla de hierro y suelta la traba.

mínima resistencia a tierra hasta que caiga el voltaje por abajo del voltaje de corte del rectificador de silicio (SCR).

Los supresores de transitorios se especifican mediante su voltaje de disparo y la energía (joules) que pueden disipar. Sin embargo, si el voltaje transitorio dura más que algunos milisegundos, el camino de baja resistencia permite que pasen grandes corrientes, lo cual destruye al dispositivo protector.

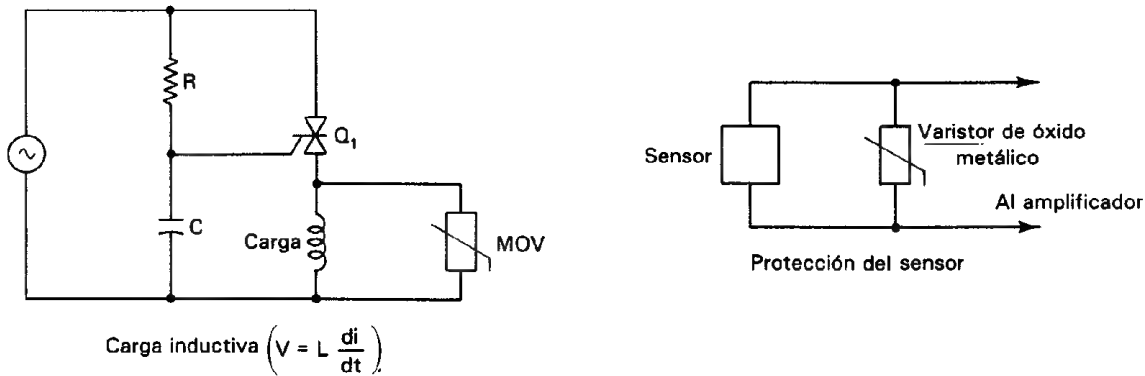


Figura 3-10 Aplicación típica de un supresor de onda transitoria, como p. ej., un varistor de óxido metálico (MOV).

Los supresores de transitorios se emplean ampliamente en aplicaciones industriales en las cuales los rectificadores controlados de silicio (SCR) son utilizados para impulsar cargas inductivas. El alto voltaje transitorio que se presenta cuando se desconecta la carga puede hacer que falle el rectificador controlado de silicio. Cuando esto sucede, generalmente ocurre un cortocircuito entre sus terminales. El resultado de esta falla por un transitorio de voltaje es que la carga inductiva puede reconectarse inadvertidamente. Por lo tanto, los supresores de transitorios se emplean para proteger al rectificador controlado de silicio y evitar esos accidentes. La mejor protección se obtiene colocando un supresor directamente entre las terminales de la carga inductiva y a la entrada del circuito electrónico. Los supresores de ondas de voltaje también se colocan en las terminales de los sensores sensibles al voltaje para evitarles daños provocados por transitorios originados al poner en marcha motores y por variaciones repentina inducidas en la línea.

CABLES, CONECTORES, INTERRUPTORES Y RELEVADORES

Cables

Una gran proporción de las señales eléctricas se transmiten a través de conductores sólidos. La mayoría de los conductores portadores de señales están en forma de alambres o de cables. Un *alambre* es un conductor único. Un *cable* es un conjunto de alambres aislados que se mantienen unidos por medio de una camisa de plástico o ligaduras, y tiene color de identificación. A un solo alambre para alta potencia también se le llama cable.

El mejor conductor eléctrico es el más adecuado como portador de las señales eléctricas. En otras palabras, mientras mejor sea el conductor, se tienen menores pérdidas por resistencia durante la transmisión de la señal eléctrica. Por lo tanto, los conductores en los alambres y cables son por lo común de cobre o de aluminio. El oro, el estaño y el níquel se emplean ampliamente como conductores en los dispositivos semi-

conductores, relevadores y sensores. La tierra y el océano se emplean como conductores para los grandes sistemas de transmisión de cd. El alambre fabricado en Estados Unidos se mide de acuerdo con la convención American Wire Gauge (AWG). Se basa en una relación constante al 1.123 entre los diámetros de los números sucesivos de calibre. Por ejemplo, el diámetro del alambre #6 AWG es 1.123 veces mayor que el diámetro del alambre #7 AWG. Los números de calibre sólo se emplean entre los #40 y el #0000. Los números para identificar conductores mayores que 0000 se expresan en mils circulares, debido a que los cables son trenzados y no macizos.

Las propiedades de los cables que se muestran en la tabla 3-1 se basan en la capacidad de resistencia y de conducción de corriente del National Electric Code® en Estados Unidos. [National Electric Code® (NEC®) es una marca registrada de la Asociación Nacional de Protección contra Incendios en Estados Unidos, Batterymarch Park, Quincy, Mass.]. La resistencia (en ohms) que se muestra en la tabla es el valor de la resistencia a la cd, y no es la impedancia de la ca. La capacidad de corriente de los conductores depende del régimen de temperatura del aislamiento que se emplea. La corriente máxima para un alambre se fija de modo que el aumento de temperatura del conductor no reduzca la expectativa de vida del material aislante. (Por ejemplo, la corriente máxima permisible que se cita en la tabla 3-1 se basa en la condición de que hay tres conductores en un tubo conduit y que el conductor tiene un aislamiento que trabaja a 90°C.)

Los alambres y los cables también están rodeados por lo general por algún tipo de aislador eléctrico. El aislamiento evita que se fugue la corriente que conducen a cualquier material conductor con el que el cable haga contacto. Los materiales escogidos para formar ese aislamiento tienen una alta resistencia eléctrica, alta resistencia

TABLA 3-1 CALIBRES AWG (AMERICAN WIRE GAUGE) DE CONDUCTORES DE COBRE

Aplicación	Calibre AWG	Area (mils ^a circulares)	Ohms por 1000 metros (20°C)	Corriente máxima permisible (A) (90°C)
	500 MCM	25×10^{10}	0.0709	427
	0000	211,600	0.161	253
Distribución de potencia	00	133,100	0.256	186
	1	83,690	0.407	137
	4	41,470	0.787	89
Conductores para alimentación domésticos	{ 6	26,240	1.296	65
	{ 8	16,510	2.034	48
Alumbrado, contactos, uso doméstico en general	{ 12	6,530	5.21	20
	{ 14	4,110	8.27	15
Televisión, radio	{ 20	1021.5	33.14	— ^b
	{ 22	642.4	52.82	— ^b
Instrumentos telefónicos	28	159.8	212.9	— ^b
	35	31.5	1079	— ^b
	40	9.9	3442	— ^b

^a1 mil circular = 1CM = (diámetro del conductor en milésimas de pulgada)² = d^2

^bLa capacidad de corriente se debe calcular según el código NEC[®] sección 310-15.

mecánica y gran durabilidad. Además, se diseñan para poder operar en un rango de temperaturas bastante grande y para resistir al aceite y a sustancias químicas corrosivas sin deteriorarse. Los materiales de aislamiento más comunes son el PVC (cloruro de polivinilo), el Teflon, el polietileno y el hule. De este grupo, los que más se emplean son el PVC y el polietileno.

El teflón es muy inerte, pero bastante caro y por lo tanto su uso se limita a los cables que deben sufrir condiciones ambientales extremas.

Los tipos más comunes de alambres y de cables (figura 3-11) son los siguientes:

1. *Alambre de conexión.* Consta de un conductor único de alambres trenzados rodeado de PVC o de polietileno. Se emplea para conectar elementos en circuitos ordinarios de baja frecuencia.

2. *Alambre para punta de prueba.* Conductor muy flexible con aislamiento de hule. Se emplea para puntas de prueba de los instrumentos de medición. Se desea alta flexibilidad para que el conductor no se rompa por repetidos dobleces. El aislamiento de hule proporciona resistencia eléctrica al igual que flexibilidad.

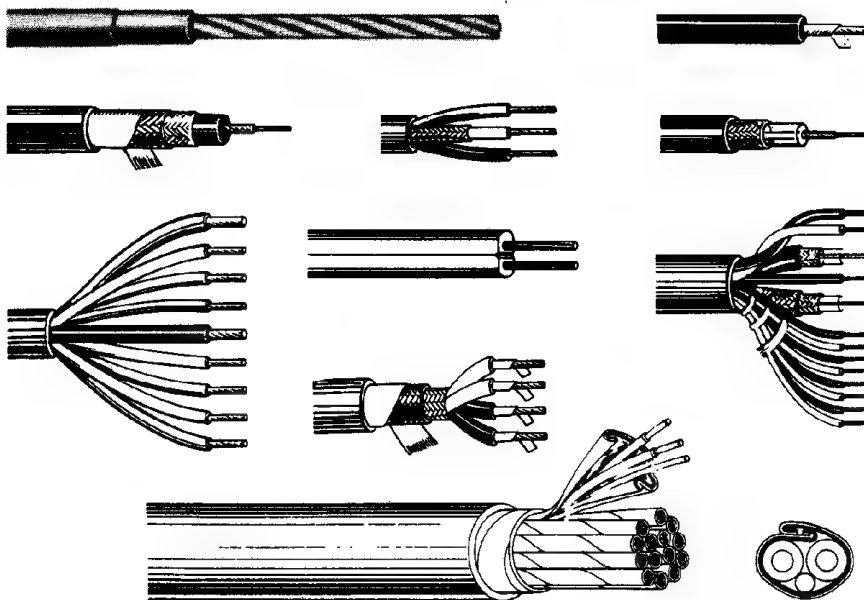


Figura 3-11 Cables y alambres electrónicos típicos. De arriba a abajo: Alambre de conexión, alambre de punta de prueba, cable blindado, cable especial para audio y sonido, cable coaxial, cable de conductores múltiples, cable de dos conductores, cable blindado de conductores múltiples, cable para TV, cable multiusos con pares blindados. (Cortesía de Belden Manufacturing Corp.)

3. *Cable blindado*. Consiste en un conductor interno que lleva la señal y una funda de metal trenzado que rodea al conductor interno. Este conductor y la capa también es aisladora. Este tipo de cable se emplea para conducir señales de bajo nivel. La capa trenzada es eficaz para reducir la captación de señales de interferencia por el conductor interno.

4. *Cables de conductores múltiples*. Consisten en muchos conductores agrupados dentro de una cubierta. Pueden tener cualquier cantidad y tipo de conductores en el mismo haz. En la figura 3-11 se muestran varios cables de conductores múltiples.

5. *Cable coaxial*. Semejante en su construcción al cable blindado, pero se emplea para conducir señales de alta frecuencia y de pulsos. A altas frecuencias el cable ordinario de un conductor radiaría demasiada energía que escaparía del cable durante la transmisión. Los cables coaxiales eliminan el problema. El cable coaxial se identifica por lo general mediante un código, que se desarrolló para uso de especificaciones de compra militares. Una designación típica es RG-mn/U. Las letras *mn* son un código de dos dígitos que especifica al cable. No hay modelo para esta selección de números y letras, de modo que se deben encontrar las especificaciones de determinado cable coaxial en el catálogo del fabricante.

Conexiones y Conectores

Como se describió en la sección anterior, los componentes de los circuitos eléctricos y de los instrumentos están interconectados generalmente mediante alambres y cables. Se deben tener medios adecuados para hacer conexiones eléctricas, satisfactorias entre los alambres, en los puntos donde se unen entre sí los alambres. Se califica como satisfactoria una conexión cuando proporciona una trayectoria que no altere las características de las señales que se transmiten a través de ella. Así, un requisito general que se debe cumplir en la conexión es que incorpore tan poca resistencia al paso eléctrico como sea posible. Los métodos empleados para unir o empalmar alambres o cables entre sí se pueden clasificar según el tipo de conexiones como: *permanentes*, *semipermanentes* o *separables*.

Las conexiones permanentes se hacen generalmente por *soldadura*, *emboquillado* o *enrollamiento*. Es probable que la soldadura sea el más común entre esos métodos. Al soldar se unen dos superficies metálicas, cuando se forma un empalme de soldadura entre ellas. El material de soldadura es un metal o composición de metal que se funde a una temperatura relativamente baja ($\approx 400^{\circ}\text{C}$), y que “moja” las superficies a las que se aplica. Al enfriarse, la soldadura forma una conexión permanente de baja resistencia entre esas superficies. Se pueden hacer conexiones soldadas rápidamente entre los conductores y a veces se pueden hacer en forma simultánea conexiones múltiples soldadas. Esto significa que las conexiones de soldadura se prestan para la producción en serie y las técnicas automatizadas. También se debe mencionar que las conexiones soldadas no son necesariamente permanentes; esto es, se pueden desconectar y volver a hacer un número limitado de veces.

La herramienta y equipo necesarios para efectuar conexiones de soldadura son un cautín, soldadura, alambres estañados y terminales. La calidad de las conexiones depende hasta cierto punto de la habilidad del operador.

El segundo tipo de conexión permanente, la *soldadura propiamente dicha*, es el tipo más fuerte y el más permanente de empalme eléctrico. Al soldar, se hace contacto directo calentando y fundiendo los metales de los cables que se estén uniendo. Se obtiene una conexión muy fuerte. Sin embargo, esta soldadura necesita de equipo especial y sólo es adecuada para conexiones de alambre macizo y de un solo conductor. Debido a que otros métodos dan conexiones adecuadas que se pueden fabricar con más facilidad, se limita el uso de conexiones soldadas a aplicaciones especiales (p. ej., para conexiones que deban resistir altas temperaturas).

El *emboquillado* es el tercer método de unión permanente de conductores. En él, se presan dos metales entre sí con una *pinza de emboquillar* especial. La alta presión fuerza los metales a entrar en contacto íntimo entre sí y formar una conexión de baja resistencia por deformación. La confiabilidad de las conexiones emboquilladas bien hechas es alta. El emboquillado es el método más común que se emplea para unir las terminales de los conductores sin soldadura.

El último método permanente de empalmar alambres y terminales se llama *trenzado o enrollamiento* de conductor. En esta técnica, se enrolla un conductor macizo en forma apretada alrededor de las terminales que tienen orillas afiladas. Hay herramientas especiales (ya sea manuales o motorizadas) que efectúan cada enrollamiento en una fracción de segundo.

Las conexiones *sémipermanentes* entre los elementos generalmente se hacen atornillando varios tipos de terminales a *postes de conexión* o *bornes*, o a *bloques de terminales*. En la figura 3-12 se muestran algunas terminales de atornillar (que también se llaman zapatas). Esas terminales se fijan a los conductores mediante emboquillado o soldadura. El conductor con la terminal fija se puede conectar entonces a un poste de conexión o bloque de terminales con una mordaza o abrazadera de tornillo.

El *borne* típico se muestra en la figura 3-13. Las tuercas en los bornes se pueden fabricar con material metálico o aislador. Esos bornes están diseñados para recibir alambre desnudo, clavijas de banana o de teléfono, al igual que terminales de hoja y de gancho (figura 3-13).

En la figura 3-14 aparecen dos tipos de bloques de terminales. El tipo de *compartimientos* tienen material aislante entre cada banda de conexión para aislarla de los conductores vecinos. Se pueden fijar zapatas al bloque de terminales atornillándolas en su lugar. El tipo de bloque de terminales de aire está diseñado para aceptar conexiones soldadas. Se emplean las conexiones con bloque de terminales en la mayoría de las aplicaciones de bajo voltaje y baja potencia que necesitan de conexiones que rara vez se desconectan.

Cuando los circuitos o los instrumentos se diseñan para unirse o separarse fácilmente de otros componentes eléctricos, se necesita alguna forma de *conexión separable*. A los dispositivos que se emplean para esta clase de conexiones se les llama *conectores*. Los conectores tienen por lo común dos mitades que se acoplan. A una se le llama el *extremo macho, clavija o espiga*. Las mitades correspondientes se lla-

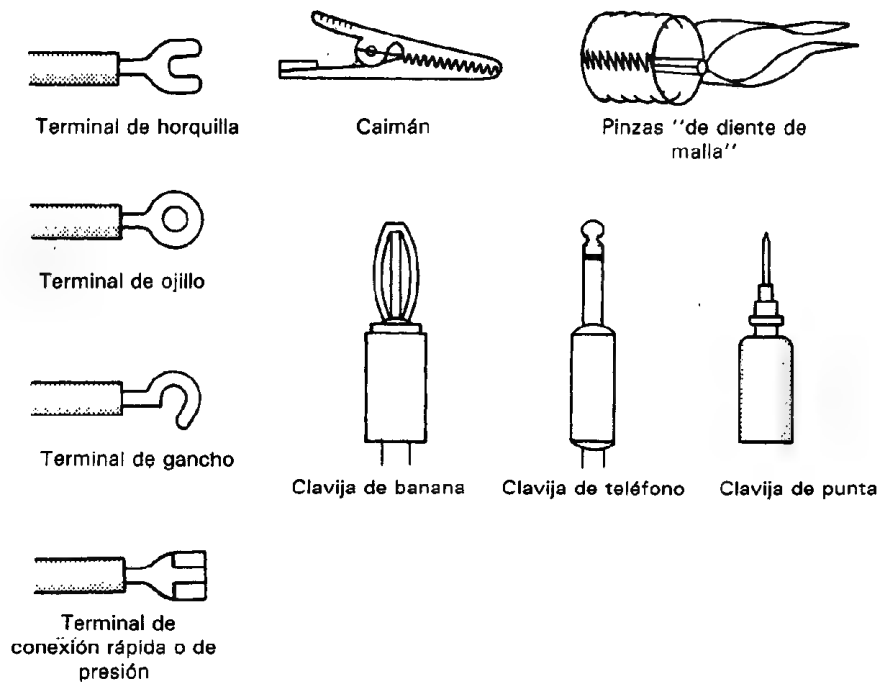


Figura 3-12 Terminales, clavijas y mordazas típicas.

man *receptáculos*, *jacks*, o *hembras*. Generalmente, el receptáculo se monta en el miembro más permanente del equipo que se conecta (es decir, en el chasis, la caja u otra parte fija). La clavija se conecta al cable o a la parte móvil.

Las clavijas más sencillas son de una sola espiga (o unpin) como la clavija tipo banana, la clavija telefónica o la clavija de punta. Esas clavijas se muestran en la figura 3-12 (en algunas aplicaciones, también se pueden conseguir clavijas dobles tipo banana). Otras terminaciones simples, parecidas a clavijas son el sujetador de caimán y el de mordazas (o de dientes). Estos dos últimos sujetadores se encuentran por lo común en las puntas de prueba, accesorios de instrumentos y en cables que se emplean para hacer conexiones rápidas.

Para los cables con más de un conductor, se emplea un conector de puntas múltiples. Como cada punta está conectada a un conductor específico del cable, todos los conductores pueden conectarse en forma correcta entre sí cada vez que se enchufe un conector multipuntas. Para asegurar que esos conectores se enchufen sólo del modo correcto, se pueden alinear las puntas de acuerdo a patrones especiales. A este método integral para dar la orientación correcta de los conectores se le llama *polarización*.

Hay muchos tipos diferentes de conectores de puntas múltiples. En el hogar, el cable común de corriente es un conector de puntas múltiples, que tiene clavija y receptáculo de dos o tres puntas. La figura 3-15 muestra algunos otros ejemplos de los muchos tipos de conectores de puntas múltiples que se pueden conseguir. Los conec-

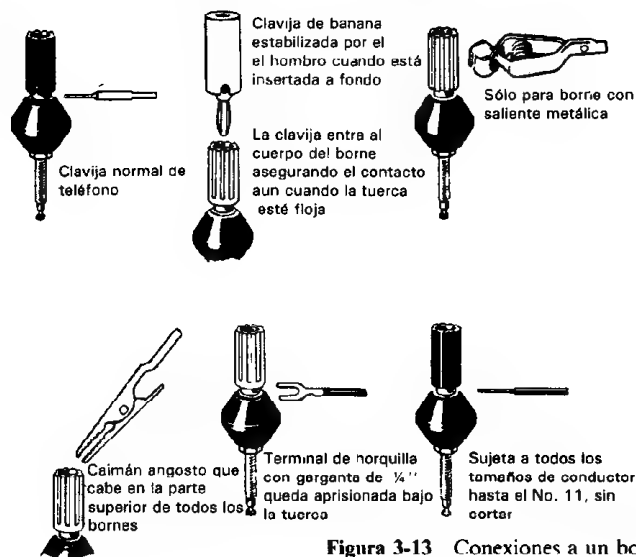


Figura 3-13 Conexiones a un borne. (Cortesía de General Radio Corp.)

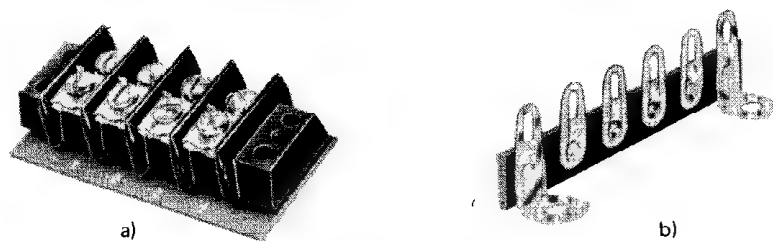


Figura 3-14 Bloques de terminales: a) del tipo de compartimientos aislados; b) del tipo de bornes. (Cortesía de TRW Cinch Connector Div.)

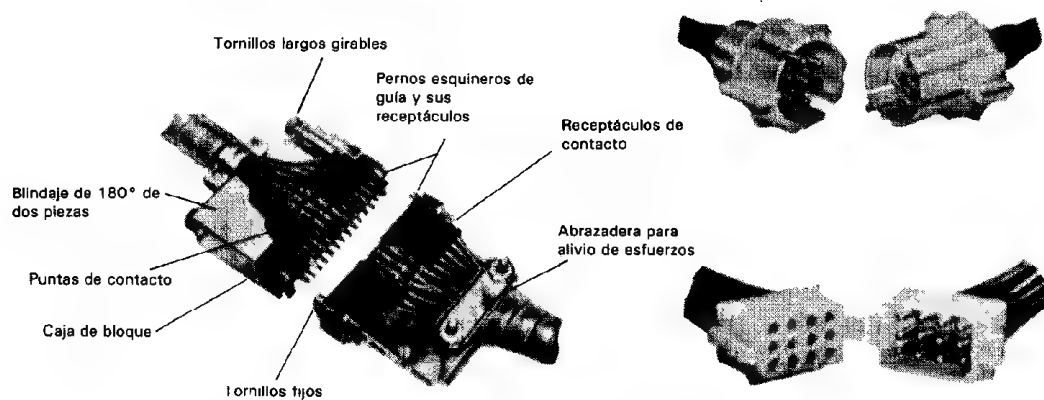


Figura 3-15 Ejemplos de conectores de puntas múltiples. (Cortesía de American Pamcor, Inc.)

tores circulares que allí aparecen se emplean para conectar entre sí dos cables. Los conectores rectangulares se emplean con mayor frecuencia para hacer conexiones entre un cable y un chasis. Los contactos de los conectores de puntas de puntas múltiples se montan en un inserto de modo que se puedan auto alinear. A continuación se introduce el inserto en una caja de conector. Se emplea un material aislante como resina fenólica o de melamina para fabricar el inserto. Los contactos de los conectores se fabrican de níquel o de latón o bronce con baño de oro, y tienen una acción de muelle incorporada en su diseño. La tensión del muelle da una conexión con baja resistencia y segura. Las cajas de las dos mitades se unen con mucha frecuencia con roscas o mediante un diseño llamado de bayoneta. Algunos otros tipos emplean boquillas de rosca o trabas.

Para los cables coaxiales, se deben emplear conectores especiales. Esos conectores se diseñan de modo que sus impedancias se igualen a las de los cables coaxiales que se unen en la conexión. Esto les permite dar un trayecto con baja distorsión a las señales que transportan. El tipo más común de conector coaxial se llama tipo BNC. Esos utilizan un conector *tipo bayoneta* (figura 3-16). A sus equivalentes roscados se les llama conectores TNC. Algunas otras clasificaciones de conectores coaxiales que se emplean con frecuencia son los tipos N, HN, C y UHF.

Interruptores

Un interruptor es un dispositivo para encender, apagar o dirigir a la corriente eléctrica. Los tipos más comunes de interruptores que se emplean en los instrumentos eléctricos y en los sistemas de medición son los siguientes:

1. Interruptor de palanca
2. Interruptor de botón
3. Interruptor giratorio
4. Interruptor deslizable
5. Interruptor instantáneo
6. Interruptor de mercurio

Se analizarán el funcionamiento y algunas aplicaciones de esos interruptores. Sin embargo, primero se definirán algunos términos que se emplean al describir la construcción de los interruptores. El brazo o la parte del interruptor que se mueve para abrir o cerrar un circuito se llama el *polo del interruptor*. Si un interruptor sólo tiene un polo, se llama *interruptor de un polo*. Si tiene dos polos, se llama *interruptor de doble polo*. Los interruptores pueden tener también tres, cuatro o cualquier número de polos (p. ej., de tres polos, cuatro polos, multipolo, etc.).

Si cada contacto abre y cierra alternadamente sólo un circuito, el interruptor es de un tiro. Por otro lado, si el contacto es de doble acción (es decir, si corta un circuito y cierra otro), se llama interruptor de *doble tiro*.

Por lo tanto, un interruptor puede ser de un polo y un tiro (SPST), de un polo y doble tiro (SPDT), de dos polos y un tiro (DPST), de dos polos y doble tiro (DPDT),

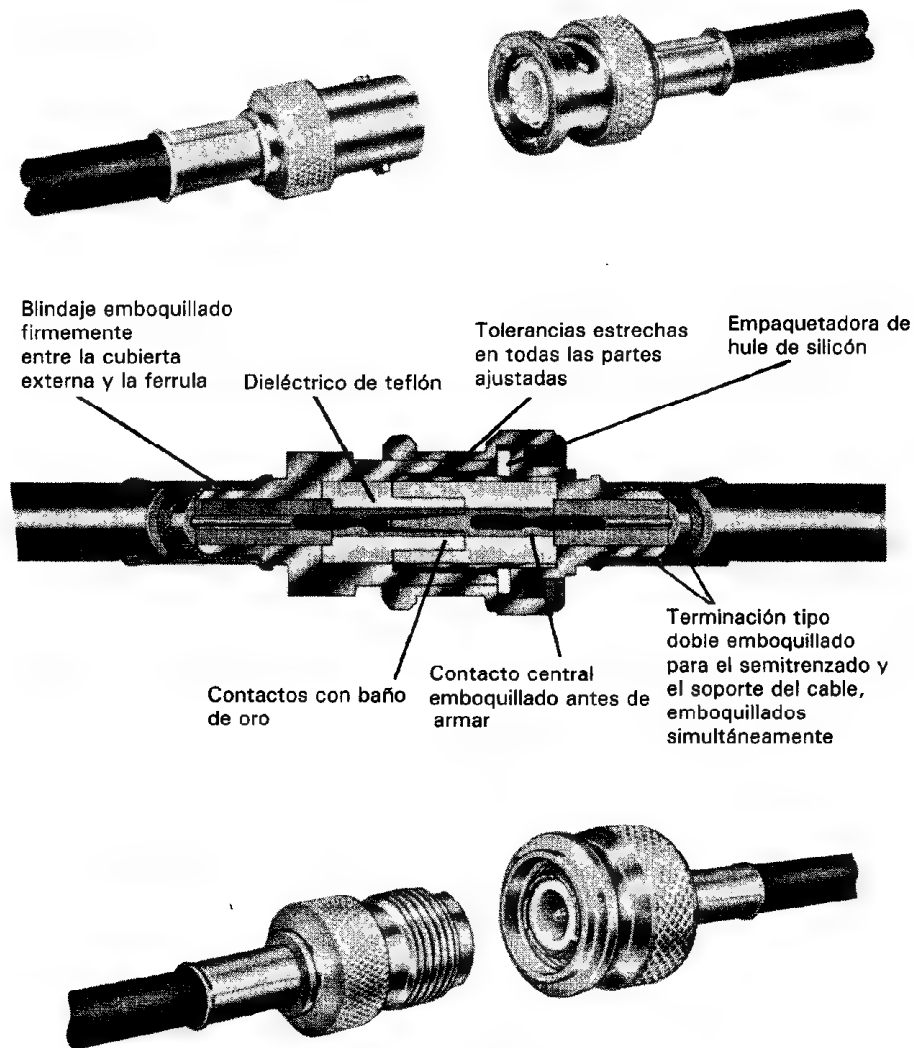


Figura 3-16 Ejemplos de conectores coaxiales. (Cortesía de American Pamcor, Inc.)

o cualquier otra combinación de multipolos con uno o dos tiros. Los interruptores de dos polos y dos tiros pueden ser también de tipo conectar antes de abrir. Esto es, ambos contactos se cierran al mismo tiempo cuando el polo se mueve entre los contactos. En la figura 3-17 se muestran los diferentes símbolos para estos tipos de interruptores.

Los relevadores son interruptores operados por acción magnética, y emplean el mismo tipo de notación para describir sus contactos.

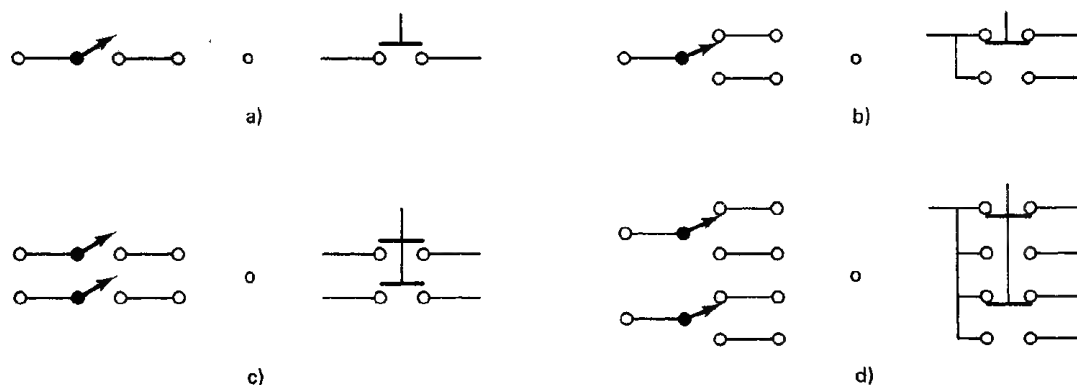


Figura 3-17 Símbolos para diagramas de circuito de varios tipos de interruptores: a) Un polo un tiro; b) un polo doble tiro; c) dos polos un tiro; d) dos polos doble tiro.

El *interruptor instantáneo de palanca* tiene un brazo o perilla saliente que se mueve en un arco pequeño y hace que los contactos de un circuito se abran o cierren repentinamente. El hecho de que se haga el contacto o se corte repentinamente reduce el arco y da un contacto firme. Por esas razones, los interruptores de palanca se emplean en una gran variedad de aplicaciones de conmutación. Los interruptores de alumbrado en la mayoría de los hogares y el interruptor ENCENDIDO-APAGADO de muchas herramientas eléctricas e instrumentos industriales son interruptores de palanca. El interruptor de restablecer para los disyuntores también es por lo general un interruptor de palanca. La figura 3-18 muestra cómo funciona un interruptor simple de palanca, de un polo y un tiro. El brazo activador flexible permite que el interruptor salte rápidamente entre ENCENDIDO y APAGADO. Los interruptores de palanca más complejos pueden tener más de dos posiciones y pueden abrir o cerrar más de una rama de circuito simultáneamente. Como no todos los interruptores de palanca son de acción instantánea, se deben revisar las especificaciones del fabricante.

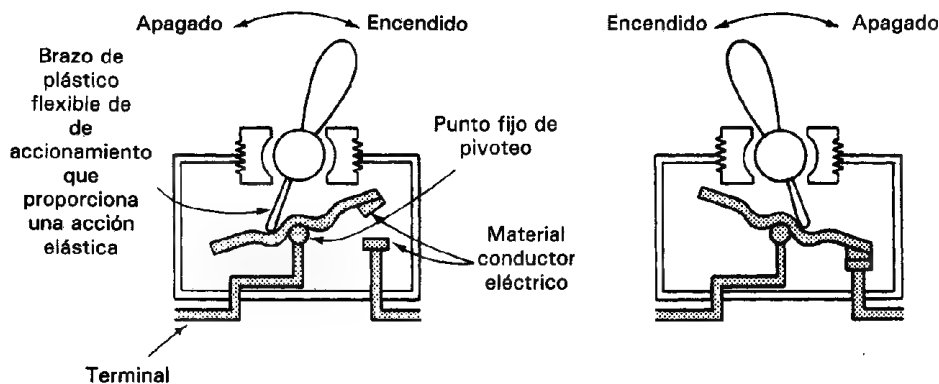


Figura 3-18 Funcionamiento de un interruptor de palanca de un polo y un tiro.

El *interruptor de botón* está diseñado para abrir o cerrar un circuito al apretar el botón y para regresar a su posición original cuando se suelte la presión. En algunos interruptores de botón, los contactos permanecen abiertos o cerrados después de que el botón ha regresado a su posición (son del tipo de acción alternada). En los tipos de acción alternada, se debe apretar dos veces el botón para regresar a la posición original. En otros tipos, se cierra o se abre el contacto sólo cuando el botón esté oprimido (tipo momentáneo). Los interruptores de botón son especialmente útiles cuando se aplican en espacios reducidos. También son fáciles de activar rápidamente. Algunos usos comunes de los interruptores de botón son los interruptores selectores de los radios de automóvil, el interruptor de cambio de luces de los fanales automotrices, el interruptor de los timbres en las puertas y los interruptores de seguridad en los motores. Los interruptores de botón también pueden ser de acción instantánea.

El *interruptor giratorio* es uno que abre o cierra los circuitos al girar entre posiciones, como el de la figura 3-19. Un contacto fijo a un eje gira mediante dispositivos conectados al otro extremo del eje. El contacto se mueve a lo largo de una *oblea aisladora* fija, que tiene bandas de material conductor colocadas en su circunferencia. Cuando se gira el eje de una posición a la siguiente, el contacto giratorio hace una conexión con una de esas bandas conductoras. Esto cierra y abre los circuitos deseados. En algunos interruptores giratorios, se conectan al eje más de una oblea y un contacto. Esto permite que el interruptor se emplee como interruptor de polos múltiples. Un rodamiento de bola con tensión de resorte se alinea a sí misma con estrías en parte del interruptor, localizando así a las posiciones de conexión [figuras 3-19 b) y c)].

El interruptor giratorio se emplea cuando un interruptor debe ser capaz de colocarse en muchas posiciones distintas. El selector de canales de un televisor o los interruptores de la década de los resistores, y los interruptores de función de los medidores y osciloscopios, son ejemplos de interruptores rotatorios.

Si el interruptor giratorio es del *tipo de cortocircuito*, esto quiere decir que el contacto giratorio siempre hace contacto con la terminal siguiente, antes de romper

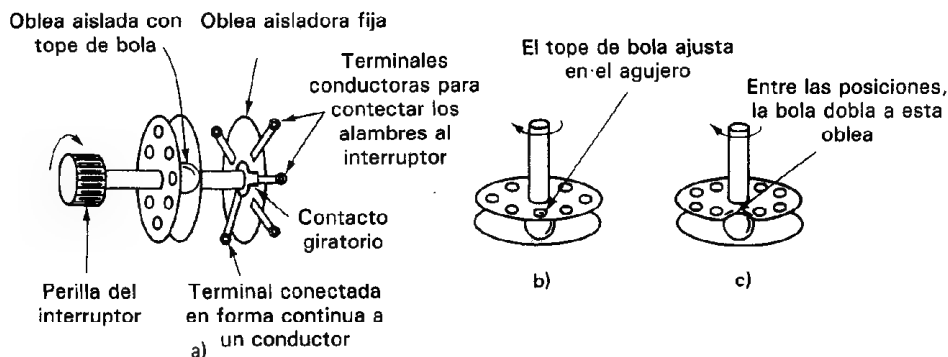


Figura 3-19 a) Interruptor giratorio con una oblea fija; b) interruptor en posición; c) interruptor entre posiciones.

El *interruptor de mercurio* es un interruptor sensor de posición. Si se inclina, los contactos permanecen cerrados debido a que el mercurio en el interruptor permanece al fondo. Si el interruptor está derecho, el mercurio cierra el espacio entre dos conductores, colocando al interruptor en la posición ENCENDIDO. Como el interruptor de mercurio no tiene partes móviles, es un interruptor silencioso y está menos sujeto al desgaste. Los usos comunes de los interruptores de mercurio comprenden a los termostatos del interruptor del horno en los hornos caseros, los interruptores automotrices de la capota y los interruptores silenciosos para alumbrado.

Interruptores de Relevador

Los relevadores se emplean ampliamente en los circuitos electrónicos como interruptores mecánicos de control remoto, para iniciar una secuencia de eventos ENCENDIDO/APAGADO. Los relevadores electromagnéticos se activan mediante una corriente que pasa a través de una bobina para crear un campo magnético (figura 3-22). Este campo magnético ejerce la misma fuerza de atracción en los materiales ferromagnéticos vecinos como lo haría el campo de un imán permanente. Si se emplea esta fuerza para atraer y mover a una pieza metálica pivoteada llamada *armadura* y si el movimiento de esta armadura se emplea para abrir y cerrar contactos eléctricos, al conjunto se le llama *relevador electromagnético*. (En la mayoría de los relevadores, cuando la corriente se interrumpe, la acción de un resorte en la armadura hace que los contactos regresen a sus posiciones originales.)

La nomenclatura de los relevadores es igual a la de los interruptores. Esto es, si el relevador tiene una armadura, se conoce como relevador de un polo. Si el relevador tiene dos, tres o más armaduras, se llaman de *dos polos*, *tres polos* o *múltiples polos*, respectivamente. Si cada armadura abre o cierra sólo un circuito, al relevador se le llama *de un tiro*. Por otro lado, cuando la armadura es de doble acción, es decir, cuando corta un circuito y simultáneamente completa otro, se llama *relevador de doble tiro*. Al igual que los interruptores, los relevadores se clasifican entonces como de un polo un tiro, un polo doble tiro, dos polos un tiro, dos polos doble tiro y así sucesivamente. Los contactos del relevador que abren cuando no pasa corriente por el relevador se llaman *normalmente abiertos* (NA). Los contactos que cierran cuando no pasa corriente se llaman *contactos normalmente cerrados* (NC). La figura 3-23 muestra dos modelos comunes de relevadores.

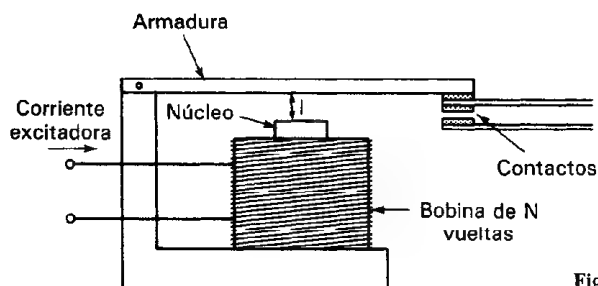


Figura 3-22 Relevador electromagnético.

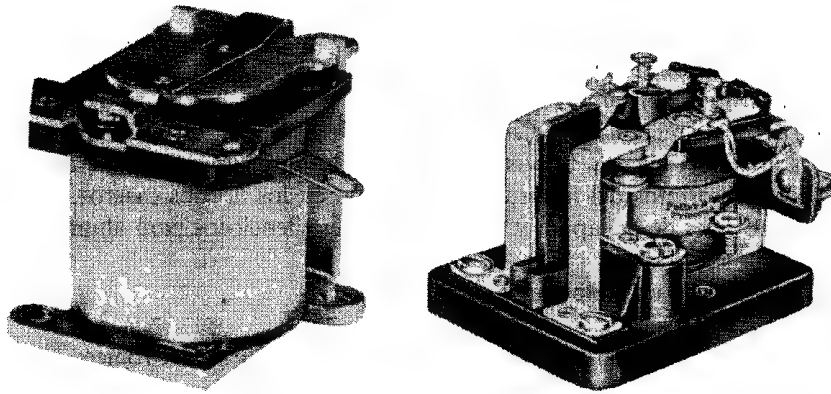


Figura 3-23 Relevadores electromagnéticos. (Cortesía de Potter and Brumfield, Division of AMF, Inc.)

La corriente necesaria en el relevador para que la armadura “se mueva” y cierre los contactos NA debe rebasar un valor mínimo especificado. A menor corriente la armadura se “soltará” haciendo que se abran los contactos NA. En términos generales, los circuitos de conmutación que se emplean para accionar un relevador se diseñan para dar varias veces la corriente mínima, garantizando así la operación del relevador.

Los relevadores no se abren o cierran instantáneamente. La mayor parte necesitan de varios milisegundos después de la aplicación de la corriente a la bobina para completar su función de contacto. Además, cuando abren o cierran, siempre hay algo de rebote en los contactos. Aunque este rebote y su duración puede distorsionar la señal que se esté conmutando, no se incluye como parte de los tiempos de funcionamiento o de salida. Nótese que el rebote del contacto también es una característica de los interruptores manuales.

Los relevadores se emplean en un sinnúmero de aplicaciones industriales y electrónicas. Juegan un papel clave en el funcionamiento de la maquinaria automatizada. Algunas aplicaciones comunes de los relevadores para los consumidores individuales comprenden desde hace varios años los reguladores de voltaje de los automóviles son de estado sólido y el mecanismo de destrabar que permite abrir y cerrar las puertas cuando se le activa por los zumbadores de puertas. Los relevadores son también responsables de los ruidos de chasquido que se oyen cuando los lavavajillas, acondicionadores de aire y máquinas lavadoras pasan de un ciclo a otro durante su operación.

Otro tipo de relevador ampliamente usado es el *relevador de media caña* que se muestra en la figura 3-24. En el tipo de un polo y un tiro que muestra esta figura, dos medias cañas ferromagnéticas están separadas por una distancia pequeña. Estas cañas están montadas en un tubo de vidrio herméticamente sellado que tiene una bobina que lo rodea. Cuando pasa una corriente a través de la bobina, el campo magnético provocado magnetiza las dos cañas. Una se convierte en norte y la otra en polo sur. Cuando se desarrolla la suficiente fuerza de atracción, las cañas se juntan y se establece una conexión. Cuando se suspende la corriente, la acción elástica debida a la rigidez de las cañas las fuerza a separarse. La bobina se puede sustituir por un imán permanente.

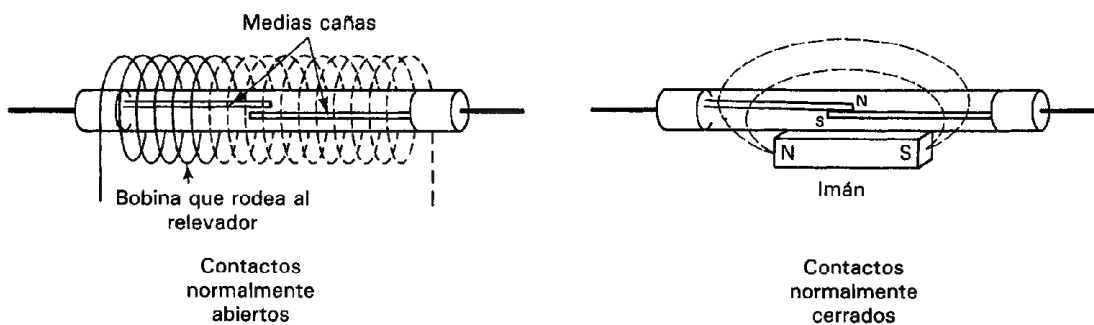


Figura 3-24 Relevador de media caña.

Por ejemplo, puede estar empotrado un imán en una puerta y el relevador de caña en la jamba o en el dintel de la puerta. Cuando la puerta cierra el imán cierra el relevador de media caña. El relevador cerrado permite que una señal eléctrica active el perno del seguro. Muchos sistemas de seguridad emplean este método de accionar un relevador de media caña porque tanto el imán como el relevador pueden disimularse con facilidad.

Un relevador normalmente cerrado se puede hacer empleando tanto un imán permanente como una bobina. El imán se coloca junto al relevador de media caña y la bobina rodea al relevador y al imán. El imán mantiene los contactos cerrados hasta que se energiza la bobina. Cuando esto sucede, su campo magnético suprime al campo del imán permanente, permitiendo que los contactos del relevador que se abran.

Si una corriente muy grande pasa por el relevador de media caña cuando abren los contactos es fácil que se destruya el relevador. Esto es, cuando se apaga una carga inductiva (motor), la energía almacenada en el campo magnético de esa carga regresa al circuito en forma de un flujo de corriente. Si se usa la abertura de los contactos del relevador de media caña para apagar la carga, la corriente pasa a través de los contactos abiertos del relevador. Un arco eléctrico es el trayecto para este flujo de corriente. La corriente del arco calienta el gas en el que está inmerso y este calor fundirá los contactos si se calienta demasiado el gas. Una vez que se extingue el arco y se cierran los contactos, si están fundidos se solidifican unidos, destruyendo al relevador. Por lo tanto, se debe emplear un circuito de protección para los contactos si se ha de obtener la vida máxima del relevador de media caña.

Dispositivos de Interrupción de Estado Sólido

Los interruptores mecánicos y los relevadores electromagnéticos tienen características tales como tiempo largo de respuesta y rebote de contactos, que limitan su efectividad en muchas aplicaciones de mediciones y de control. Se han desarrollado dispositivos de estado sólido que superan esas limitaciones y se emplean mucho en sistemas modernos de medición industrial y experimental. Estos dispositivos de conmutación o de interrupción, comprenden los diodos semiconductores, los transistores, los rectificadores controlados de silicio (SCR) y los dispositivos fotoconductores y fotovoltaicos. En el

capítulo 14 se describen los dispositivos fotoconductores y fotovoltaicos, en la sección “transductores de luz y radiación.” Los interruptores de estado sólido controlados por circuitos lógicos digitales están reemplazando la mayor parte de los sistemas lógicos de relevadores. El controlador programable y la computadora personal son dos sistemas comunes que se pueden adaptar para generar las señales de control que antes se producían mediante relevadores mecánicos. La principal ventaja de este método con estado sólido es su versatilidad. Siempre que se hace un cambio lógico a un sistema de relevadores con cableado, se deben volver a alambrear físicamente las interconexiones. Cuando se emplea un controlador programable para generar las señales de control, todo lo que se necesita para cambiar las señales lógicas de control es un cambio en el programa. Las posibilidades de movimiento de cargas en los sistemas de relevador de estado sólido son hoy comparables a las de los relevadores mecánicos.

Las principales áreas de cuidado al emplear relevadores de estado sólido son el aislamiento y los modos de falla de los relevadores. Esto es, los relevadores mecánicos dan un aislamiento excelente debido a que los contactos abiertos en un relevador mecánico no conducen corriente, mientras que los relevadores de estado sólido presentan una fuga pequeña, pero finita, en el estado APAGADO. Para tener un aislamiento equivalente con relevadores de estado sólido, se deben emplear dispositivos ópticos o acústicos. El modo de falla también es importante porque los dispositivos de estado sólido fallan por corto (es decir, aparece un cortocircuito entre las terminales de entrada y de salida del dispositivo averiado). Esto debe considerarse cuidadosamente al diseñar un sistema de estado sólido para controlar un proceso o una máquina. Podría ser peligroso para una máquina el ponerse en marcha como resultado de la falla de uno de los dispositivos de control.

Los relevadores de estado sólido pueden controlar y regular con facilidad la corriente a solenoides pequeños (p. ej. 1 watt) empleando un transistor de efecto de campo o un rectificador controlado de silicio en un empaque T092 como dispositivo de salida. Por otro lado, una fuente de 10,000 amperes (que controla, p. ej., a la composición electrolítica de estaño sobre lámina de acero) emplearía rectificadores controlados por silicio enfriados por agua para el dispositivo de salida. En el capítulo 14 se presenta una descripción detallada de los relevadores de estado sólido y los dispositivos fotoconductivos y fotovoltaicos.

IMPEDANCIA DE ENTRADA, DE SALIDA Y CARGA

Los conceptos de *impedancia de entrada*, *impedancia de salida* y *carga* se emplean con frecuencia en la descripción de los instrumentos eléctricos. Los términos están interrelacionados y muchas veces indican qué tan eficientemente puede un instrumento de medición efectuar su función especificada. Se pueden explicar mejor estos términos si se define primero el concepto de impedancia.

La *impedancia*, en términos generales, es la relación entre el voltaje y la corriente y se simboliza mediante la letra Z . Las unidades de impedancia son los ohms (Ω). En los circuitos de corriente directa, la impedancia es igual a la relación

del voltaje de cd a la corriente de cd. Debido a que las resistencias son los únicos elementos efectivos en los circuitos de cd, la impedancia es exactamente igual a la resistencia de la parte del circuito en la que se determinan V e I .

$$Z_{cd} = \frac{V}{I} = R \quad (3-3)$$

En los circuitos de ca, se define a la impedancia como la relación del voltaje efectivo y la corriente efectiva en la parte del circuito que se esté considerando.

$$Z_{ca} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \quad (3-4)$$

Sin embargo, en los circuitos de ca, la impedancia ya no es estrictamente resistiva. Como los capacitores y los inductores también contribuyen a la impedancia en los circuitos de ca, la impedancia contiene un componente reactivo y uno resistivo.

Si se tiene un instrumento eléctrico y si se hace una conexión con sus terminales de entrada o de salida, el instrumento presentará alguna impedancia característica visto desde estas terminales. Por conveniencia de análisis, siempre se puede reemplazar al instrumento, por esa impedancia (y con una fuente adecuada de voltaje, si el instrumento contiene elementos activos, al igual que elementos pasivos). Si el instrumento es de medición, (como un medidor o un osciloscopio), la relación del voltaje entre sus terminales de entrada a la corriente que pasa a ellas, se llama la *impedancia de entrada* del instrumento.

$$Z_{ent} = \frac{V_{ent}}{I_{ent}} \quad (3-5)$$

Esta impedancia de entrada se puede medir si se conecta una fuente de voltaje entre las terminales de entrada y se mide la corriente que pasa a través del instrumento a un determinado de voltaje (figura 3-25). Nótese que esta relación (y en consecuencia la impedancia de entrada) puede ser tan alta en algunos instrumentos que puede ser en realidad muy difícil de medir. Si se emplean señales de cd para excitar al instrumento, V_{ent} e I_{ent} son cantidades de corriente directa. Si las señales de entrada a un instrumento son cantidades de ca, V_{ent} e I_{ent} se refieren a los valores efectivos de las cantidades.

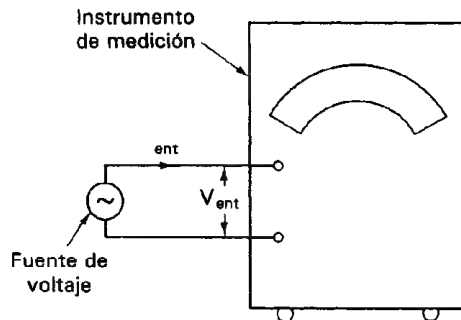


Figura 3-25 Determinación de la impedancia de entrada de un instrumento de medición con ayuda de una fuente de voltaje.

Se define la *impedancia de salida* de un dispositivo como

$$Z_{\text{sal}} = \frac{V_{\text{sal}}}{I_{\text{sal}}} \quad (3-6)$$

En la mayor parte de los casos será de interés en la impedancia de salida de dispositivos o instrumentos que contengan elementos activos y por lo mismo sirvan como fuentes de señal en los sistemas de medición (los instrumentos y dispositivos como fuentes de poder, osciladores, baterías, amplificadores y transductores activos se ajustan a esta categoría). Para esas fuentes V_{sal} es el voltaje que aparece entre las terminales de salida con circuito abierto del dispositivo. I_{sal} es la corriente calculada que pasaría si las terminales de salida fueran puestas en cortocircuito. Sin embargo, la impedancia de salida de las fuentes no se mide poniendo en realidad en cortocircuito las terminales de salida. (Si se trata de medir a I_{sal} de este modo se puede quemar la fuente.) Como ejemplo de cómo se puede medir la impedancia de salida en algunos dispositivos, consulte la discusión en el capítulo 12 sobre la medición de la resistencia interna de una batería. (La resistencia interna de una batería corresponde a su impedancia de salida.) A continuación, se muestra cómo se relacionan los conceptos de impedancia de entrada y de salida con el concepto de *carga*.

Los instrumentos que se emplean para medir el voltaje se conectan *entre* las terminales del elemento (en paralelo) o circuito que se esté midiendo. Idealmente, un instrumento de medición no debería perturbar o cambiar los valores de la corriente y del voltaje en el circuito que se esté probando. En el caso de los dispositivos de medición de voltaje, los instrumentos no deben tomar corriente cuando se conecten a los dos puntos entre los que se esté midiendo el voltaje. Esta condición se satisface si el dispositivo de medición de voltaje apareciera al circuito de medición como un circuito abierto. La impedancia de entrada del medidor de voltaje describe cómo la ve en realidad el circuito de prueba. Como un circuito abierto es equivalente a una impedancia infinita, el valor de la impedancia de entrada de un instrumento de medición de voltaje determina qué tan estrechamente se acerca al ideal de circuito abierto. Sin embargo, como los instrumentos medidores de voltaje no son ideales, consumen algo de corriente del circuito que se está midiendo. Al efecto de consumir corriente se le llama *carga*.³

Si un dispositivo de medición de voltaje no tiene una alta impedancia de entrada y por lo tanto toma un porcentaje significativo de la corriente que pasa por el circuito de prueba, se dice que el medidor está *cargando* al circuito de prueba. Mientras mayor sea el porcentaje de la corriente tomada del circuito bajo prueba, mayor será la perturbación que origina el medidor de voltaje en el circuito que está vigilando. Así, mientras mayor sea el valor de la impedancia de entrada que posea un instrumento medidor de voltaje, se podrá hacer una medición más exacta del voltaje con él.

³La carga se menciona también a veces en relación con los amperímetros. Sin embargo, como un amperímetro se conecta en serie con la rama, del circuito su resistencia reduce el valor original de la corriente en la rama, en lugar de tomarla para transferirla a otra rama. Así, para fines de consistencia, no nos referiremos a la perturbación de un circuito por un amperímetro como carga, porque no satisface nuestra definición de tomar la corriente.

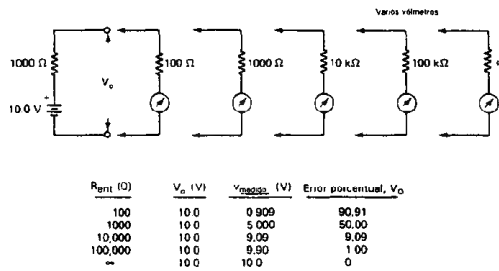


Figura 3-26 Efecto de la impedancia de entrada del medidor en los errores de medición originados por la carga.

Por ejemplo, si se desea medir el voltaje entre dos puntos de un circuito con volímetros de distinta impedancia de entrada, el error de carga aumentaría al reducir la impedancia de carga del volímetro. En la figura 3-26, se mide un voltaje V_o de 10 V en serie con 1000 Ω con cinco volímetros distintos. La impedancia de entrada R_{ent} de los volímetros varía de 100 Ω hasta circuito abierto ($\infty \Omega$). Los resultados de las mediciones se tabulan en la figura y muestran que el error de carga aumenta desde 0 por ciento (cuando $R_{ent} = \infty$) hasta 90 por ciento (cuando $R_{ent} = 100 \Omega$). Los detalles adicionales sobre los efectos de carga de los volímetros y de los osciloscopios se detallan en los capítulos que tratan específicamente estos instrumentos.

Si una fuente de señal (p. ej., un generador o un oscilador) suministra energía a un circuito, se emplea también la palabra *carga* para describir el hecho de que se toma la corriente de la fuente de señal. A medida que la impedancia conectada entre las terminales de salida de esas fuentes decrece, la salida de corriente de la fuente aumenta. Por lo tanto, se dice que los osciladores o generadores *se cargan* cuando se conecta una baja impedancia entre sus terminales de salida. En el capítulo 13 se da información adicional relacionada con los efectos de carga en el funcionamiento de los osciladores.

TRANSFERENCIA DE POTENCIA E IGUALACION DE IMPEDANCIA

Si se tiene un sistema en el cual se consume potencia, la parte del sistema a la que se debe suministrar la potencia se llama la *carga*. Por ejemplo, un individuo en bicicleta puede ser el sistema de interés. El hombre es la fuente de poder y (en un trayecto horizontal) la masa y la fricción de la bicicleta y la resistencia del viento son la carga. Sin embargo, el hombre disipa energía internamente (en su corazón, sus músculos, etc.), y así toda la energía que gasta no puede ser transferida a la carga.

En un sistema eléctrico, la fuente de poder puede ser un generador, una batería o un amplificador. La carga puede ser un foco, un altoparlante o un medidor. El generador, batería y amplificador también tienen pérdidas internas y por lo tanto no pueden entregar toda la potencia que generan a la carga conectada. Esas pérdidas se hacen importantes al considerar el tipo de carga que debería conectarse a la fuente para transferir una cantidad deseada de potencia.

Generalmente, hay dos condiciones deseadas bajo las cuales se toma potencia de una fuente para entregarla a una carga. En la primera se desea la máxima *eficiencia*; en la segunda, se desea la *cantidad* máxima de energía transferida.

Si se está interesado en entregar el porcentaje máximo de potencia generada por una fuente a la carga, se desea que la fuente trabaje a la *mayor eficiencia* posible. Esto es, la relación de la potencia generada por la fuente de la potencia puesta en la carga se debe hacer máxima. Pero cuando un generador u otra fuente se opera a eficiencia máxima, no está transfiriendo a la carga la *cantidad* máxima de potencia que puede generar. A eficiencia máxima, la fuente opera a mucho menos de su capacidad máxima. Es el precio que se debe pagar para tener una disipación de energía tan pequeña como sea posible en la fuente.

Para un generador que suministre muchos megawatts de electricidad a una ciudad, la condición de eficiencia máxima de operación es una necesidad. Si se disipa una fracción apreciable de la producción en el mismo generador, el calor resultante fundiría rápidamente el sistema generador entero.

Para lograr una alta eficiencia, se mantiene la impedancia de salida del generador a sólo una fracción de ohm. Las cargas a las que se suministra la corriente tienen impedancias mayores que la de salida del generador en varios órdenes de magnitud.

Sin embargo, en muchos sistemas de medición, la fuente de señal que se mide es muy débil y genera sólo una pequeña cantidad de potencia. En tales casos es necesario que la *cantidad* máxima de potencia que pueda generar la fuente se entregue a los instrumentos de medición. Por ejemplo, un transductor puede ser la fuente y puede generar sólo una señal eléctrica débil en respuesta a un cambio en alguna cantidad no eléctrica. Se desearía, por lo tanto, que pasara la mayor potencia posible de esta señal a la carga (es decir, un amplificador o un medidor).

Cuando se logra una condición de máxima transferencia de potencia de la fuente a la carga, se dice que la carga está *igualada* a la fuente de poder. El procedimiento empleado para lograr esta condición se llama *igualación de impedancia*. Para lograr la igualación de impedancia en un sistema eléctrico, se cambia por lo general la impedancia de la carga para que coincida con la impedancia de la fuente.

Las leyes físicas especifican que en el estado de *máxima transferencia de potencia*, se entrega a la carga el 50 por ciento de la potencia producida por la fuente, mientras que el 50 por ciento se disipa dentro de la misma. Desde luego, la eficiencia de este sistema es tan sólo del 50 por ciento, pero la fuente entrega más potencia que en el punto de máxima eficiencia.

En un sistema eléctrico que sólo tiene una resistencia, se da la condición de máxima transferencia de potencia cuando la resistencia de la carga R_L es igual a la resistencia interna de la fuente R_G .

$$R_L = R_G \quad (3-7)$$

Un ejemplo específico de igualación de impedancia es la conexión de un amplificador y una bocina. Generalmente, la bocina (carga) tiene una baja resistencia y el amplificador (fuente) tiene una alta resistencia de salida. Para transferir la máxima

potencia del amplificador a la bocina, se emplea un transformador. Este transformador hace que parezca que la bocina tiene una mayor resistencia, para igualar la resistencia de salida del amplificador.

Ejemplo 3-1

Encuéntrese el valor de R_L para máxima transferencia de potencia en el circuito de la figura 3-27.

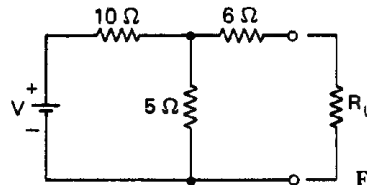


Figura 3-27 Circuito para el ejemplo 3-1.

Solución. La resistencia equivalente de los elementos conocidos es

$$R = 6 + \frac{(10)(5)}{10 + 5} = 6 + 3\frac{1}{3} = 9\frac{1}{3} \Omega$$

$$R = \frac{V_{\text{Circuito abierto}}}{I_{\text{Cortocircuito}}} = \frac{V \frac{5}{5+10}}{V \frac{5 \parallel 6}{10+5 \parallel 6}} = 9\frac{1}{3} \Omega$$

Entonces $R_L = R$ para máxima transferencia de potencia a R_L y

$$R_L = 9\frac{1}{3} \Omega$$

Cuando se aplica a los circuitos de ca, el teorema de máxima transferencia de potencia declara que la impedancia de la carga debe ser igual al complejo conjugado de la impedancia equivalente de la fuente, o sea,

$$Z_L = Z_G^* \quad (3-8)$$

Nótese que en algunos sistemas de medición, la máxima transferencia de potencia no es el aspecto importante de la adquisición de datos. La preocupación puede no ser el obtener, p. ej., una máxima transferencia de potencia entre un transductor y un medidor, sino lograr una representación exacta de la salida del transductor (es decir, en términos de su voltaje de circuito abierto). Es esta salida de voltaje la indicativa del fenómeno que activa al transductor. Así, en este caso sería mejor emplear un voltmetro que efectivamente no distorsionara la medición en el circuito (p. ej., un voltmetro con una impedancia de entrada muy alta que no cargue el circuito).

PROBLEMAS

1. Hágase una lista de varios factores que puedan influir sobre la severidad de un choque eléctrico en una persona.
2. Si la resistencia de la piel seca es $500\text{ k}\Omega$, y se hace un contacto por accidente con un conductor que está a un voltaje de 120 V , ¿cuánta corriente puede pasar a través del cuerpo humano? Si se mantiene contacto con este mismo conductor durante 10 s , y la resistencia de la piel en el punto de contacto disminuye a $1\text{ k}\Omega$, ¿qué corriente puede fluir entonces a través del cuerpo hacia la tierra?
3. Describese cómo el tercer conductor de un cable de alimentación con tres conductores actúa como mecanismo de protección contra riesgos de choque eléctrico.
4. Explíquese por qué los actos siguientes conducen a condiciones de peligro al trabajar con equipo eléctrico.
 - a) Uso de anillos o brazaletes metálicos
 - b) Estar descalzo
 - c) Trabajar en piso húmedo o de concreto
 - d) Tocar tubos u otros conductores conectados a tierra mientras se trabaja con equipo eléctrico
 - e) Trabajar con equipo eléctrico con manos sudorosas
5. Si la resistencia de la trayectoria entre la terminal del neutro de un contacto de pared y tierra es de $15\ \Omega$, calcúlese el voltaje de ese punto (con respecto a la tierra) si se conecta un foco de 75 W a través del contacto.
6. La línea de los conductores de suministro de 120 V de la compañía eléctrica al consumidor tiene una resistencia de $0.05\ \Omega$. Si sucede un cortocircuito en la residencia del consumidor, calcúlese la corriente que fluye por el cortocircuito.
7. Describese (con la ayuda de diagramas) el trayecto que siguen las corrientes en los circuitos cuyas tierras son las siguientes:
 - a) Tierra física
 - b) Circuito eléctrico en una aeronave
 - c) Circuito eléctrico en un instrumento cuyo circuito es flotante
8. Describese la diferencia entre fusibles e interruptores termomagnéticos. ¿Dónde se espera que cada uno de ellos encuentre su mejor uso?
9. Explíquese por qué es deseable que la impedancia de entrada de un voltmetro tenga un valor muy alto. ¿Cuáles son los efectos en el circuito de prueba si la impedancia de entrada del voltmetro es baja?
10. Definir la palabra “carga” y explicar en qué contexto se emplea al referirse a:
 - a) Carga por un osciloscopio
 - b) Carga por un amplificador
 - b) Carga de un oscilador

REFERENCIAS

1. Dalziel, C.F., et al., “Corrientes Eléctricas Letales” *IEEE Spectrum*, Vol. 6, No. 2., 1969, pp. 44-50.
2. Tektronix, *Mediciones Biofísicas*. Beaverton, Ore.: Tektronix, 1971.

3. Shiers, G., *Diseño y Construcción de Equipo Electrónico*. Caps. 6, 7 y 9. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1966.
4. Friedlander, G.F., "Electricidad en Hospitales"; Eliminación de Riesgos Mortales *IEEE Spectrum*, Vol. 8, No. 9, 1971, pp. 40-51.

Medidores Analógicos de CA y CD

Hay muchos métodos e instrumentos diferentes que se emplean para medir la corriente y el voltaje. Las mediciones de voltaje se efectúan con dispositivos tan variados como voltímetros electromecánicos, voltímetros digitales, osciloscopios y potenciómetros. Los métodos para medir corrientes emplean los instrumentos llamados *ampérmetros*. Algunos ampérmetros funcionan sensando realmente la corriente, mientras que otros la determinan indirectamente a partir de una variable asociada como lo es el voltaje, el campo magnético o el calor.

Los medidores que determinan el voltaje y/o la corriente se pueden agrupar en dos clases generales: *medidores analógicos* y *medidores digitales*. Aquellos que emplean mecanismos electromecánicos para mostrar la cantidad que se está midiendo en una escala continua (es decir *analógica*) pertenecen a la clase *analógica*. En este capítulo se analizarán esos medidores analógicos, junto con la información básica, conceptual, asociada con el funcionamiento de los medidores. Los *medidores digitales* y su funcionamiento se describen en el capítulo 5.

Un ampérmetro siempre se conecta *en serie* con una rama del circuito y mide la corriente que pasa a través de él. Un ampérmetro ideal sería capaz de efectuar la medición sin cambiar o perturbar la corriente en la rama. (Esta medición sin perturbaciones sería posible si el medidor pareciera como un cortocircuito con respecto al flujo de corriente.) Sin embargo, los ampérmetros reales poseen siempre algo de resistencia interna y hacen que la corriente en la rama cambie debido a la inserción del medidor.

En forma inversa, un voltímetro se conecta *en paralelo* con los elementos que se miden. Mide la diferencia de potencial (voltaje) entre los puntos en los cuales se co-

necta. Al igual que el ampermetro ideal, el voltmetro ideal no debería hacer cambiar la corriente y el voltaje en el circuito que se está midiendo. Esta medición ideal del voltaje sólo se puede alcanzar si el voltmetro no toma corriente alguna del circuito de prueba. (Debería parecer como *circuito abierto* entre los dos puntos a los cuales se conecta.) Sin embargo, la mayoría de los voltmetros reales trabajan tomando una corriente pequeña, pero finita y por lo mismo también perturban el circuito de prueba hasta cierto grado. Más adelante se describirá la magnitud de los errores de medición originados por tales aspectos no ideales de los medidores reales.

MOVIMIENTO DE LOS MEDIDORES ELECTROMECHANICOS

Movimiento del Galvanómetro de D'Arsonval

El mecanismo sensor más común que se emplea en los ampermetros y voltmetros electromecánicos es un dispositivo sensor de corriente. Este mecanismo fue desarrollado por D'Arsonval en 1881 y se llama el *movimiento de D'Arsonval* o *movimiento de imán permanente y bobina móvil*. También se emplea en algunos ohímetros, medidores rectificadores de ca y puentes de impedancia. Su aplicación tan difundida se debe a su sensibilidad y exactitud extremas. Se pueden detectar corrientes de menos de $1 \mu\text{A}$ mediante instrumentos comerciales. (Algunos instrumentos de laboratorio que emplean los movimientos de D'Arsonval pueden medir corrientes tan pequeñas como $1.0 \times 10^{-13} \text{ A}$.) El movimiento¹ detecta la corriente empleando la fuerza que surge de la interacción de un campo magnético y la corriente que pasa a través de él. La fuerza se emplea para generar un desplazamiento mecánico, que se mide en una escala calibrada.

Las cargas que se mueven en forma perpendicular al flujo de un campo magnético experimentan una fuerza perpendicular tanto al flujo como a la dirección de movimiento de las cargas. Como la corriente que pasa por un conductor se debe a un movimiento de cargas, esas cargas estarán sujetas a la fuerza magnética si se orienta adecuadamente al conductor dentro de un campo magnético. La fuerza se transmite mediante las cargas a los átomos en el conductor, y se fuerza al conductor mismo a moverse. Como ejemplo, colóquese un conductor en un campo orientado como se muestra en la figura 4-1 a). La dirección de la fuerza en el conductor que lleva la corriente se encuentra fácilmente mediante la regla de la mano derecha. El dedo índice apunta en la dirección de la corriente convencional y el dedo medio apunta en la dirección del campo magnético. La ecuación vectorial que define a esta fuerza es

$$\mathbf{F} = i \mathbf{L} \times \mathbf{B}$$

¹Se usa la palabra *movimiento* para denotar a los dispositivos sensores en los medidores electromecánicos, porque los movimientos muestran la cantidad eléctrica que se está midiendo al mover un puntero a lo largo de una escala calibrada. De este modo, las palabras "impulsor" o "movimiento" describen de manera fidedigna su acción.

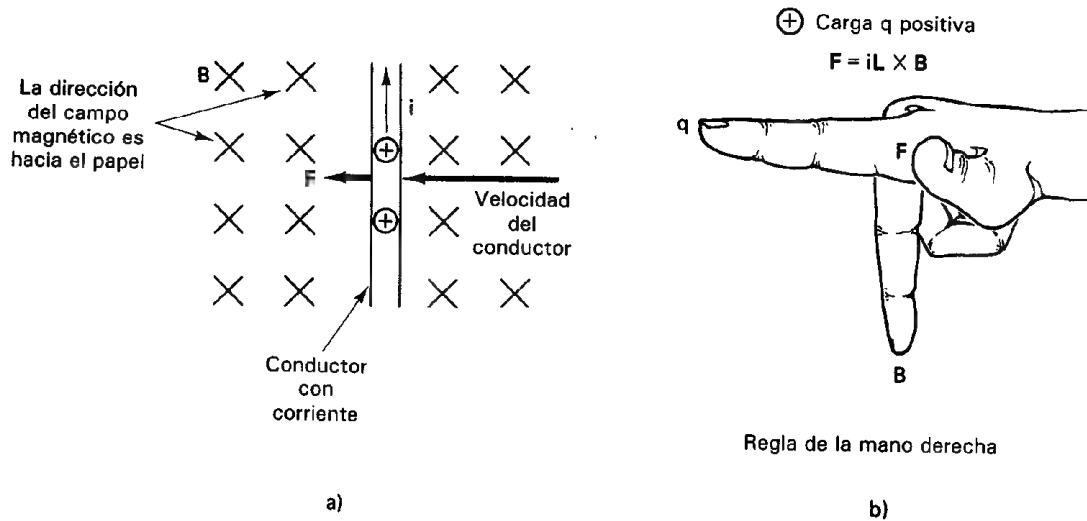


Figura 4-1 Conductor en movimiento en un campo magnético.

siendo F la fuerza en newtons en el conductor, i es la corriente en amperes, L es la longitud del conductor en metros y B la intensidad del campo magnético en webers/metro cuadrado. El seno del ángulo entre L y B se representa por X . Cuando se emplea la regla de la mano derecha, el ángulo es 90° y el valor del seno es por lo tanto 1. Si la corriente fluye hacia arriba a través de este conductor, la fuerza hará que el alambre se mueva hacia la derecha. Si se dobla el conductor en forma de una bobina rectangular y se le suspende en el mismo campo magnético, la fuerza resultante sobre el conductor tenderá a hacer girar a la bobina como se indica en la figura 4-2 a).

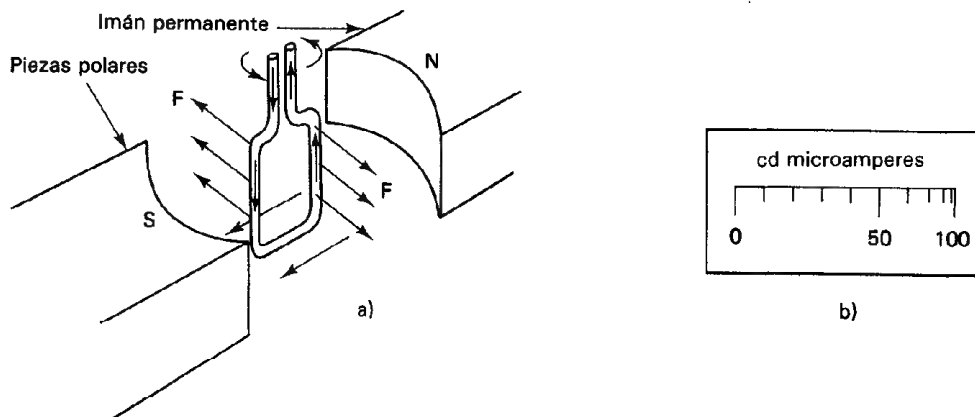


Figura 4-2 a) Espira de conductor con corriente en un campo magnético; b) escala no lineal.

En algunos medidores analógicos las escalas son no lineales. Esto se debe por lo general a que el campo magnético no es uniforme en toda la zona entre las piezas polares del imán [figura 4-2 a)]. Para que la indicación del medidor sea exacta, la escala del medidor debe desviarse de la linealidad [figura 4-2 b)] para compensar esa falta de uniformidad del medidor.

El mecanismo o movimiento que patentó D'Arsonval se basa en este principio y se muestra en la figura 4-3. Una bobina de alambre se fija a un eje que gira en dos cojinetes de joya. La bobina puede girar en un espacio entre un núcleo cilíndrico de hierro suave y dos piezas polares magnéticas. Las piezas polares crean el campo magnético y el núcleo de hierro restringe el campo al espacio de aire (entrehierro) entre él y las piezas polares. Si se aplica una corriente a la bobina suspendida, la fuerza resultante hará que gire. A este giro se oponen dos resortes pequeños que originan un par (fuerza giratoria) que se opone al par magnético. Las fuerzas de los resortes se calibran de modo que una corriente conocida origine una rotación de ángulo conocido. (También, los resortes sirven como conexiones eléctricas para la bobina.) El puntero liviano muestra la cantidad de rotación sobre una escala calibrada.

La desviación de la aguja es directamente proporcional a la corriente que fluye en la bobina, siempre que el campo magnético sea uniforme y la tensión del resorte

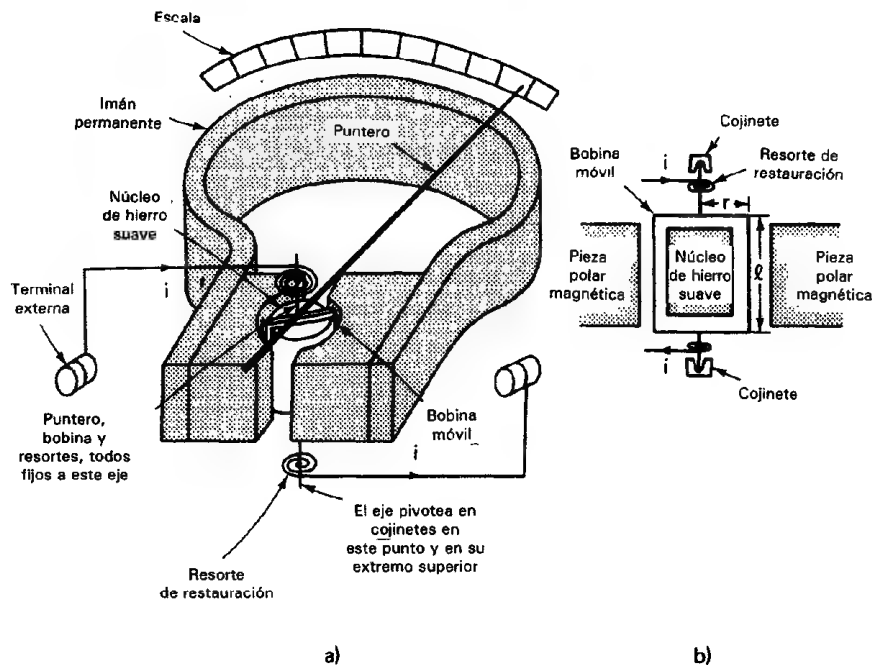


Figura 4-3 a) Movimiento D'Arsonval; b) vista transversal de la bobina móvil y el imán del movimiento de D'Arsonval.

sea lineal. En ese caso, la escala del medidor también es lineal. La exactitud de los movimientos de D'Arsonval que se emplean en los medidores comunes de laboratorio es de aproximadamente el 1 por ciento de la lectura de la escala completa.

El par τ_D (fuerza por distancia radial) desarrollado por una corriente i dada, determina la sensibilidad del movimiento. Mientras mayor sea el par para una corriente dada, menor será la corriente que se puede detectar. Este par depende del número de vueltas (N), la longitud (l) del conductor perpendicular al campo magnético y la intensidad (B) del campo magnético. La ecuación matemática para el par es²

$$\tau_D = f \cdot r = B(2Nl)i \cdot r = 2NBli r \quad (4-1)$$

Como a mayor número de vueltas en la bobina también aumenta la longitud general del conductor, esto a la vez aumenta la resistencia del movimiento. Así, este método de aumentar la sensibilidad de la bobina hace que sea un mecanismo menos que ideal.

Para asegurarse que un medidor pueda responder a las fuerzas que surgen de la cantidad que esté midiendo, se debe mantener tan baja como sea posible toda fricción que se oponga al giro de su miembro móvil. El miembro móvil del medidor se monta en un eje que gira y la fricción se presenta en los puntos donde descansa el eje. Para mantener al mínimo la fricción y al mismo tiempo mantener el eje debidamente centrado, se emplean cojinetes de joyas.

Otro método de soporte del movimiento del medidor, además del eje, cojinetes de joyas y el arreglo de los resortes, es el *soporte de banda tensa*. En él, el movimiento se suspende de dos bandas metálicas delgadas (figura 4-4). Las bandas, en lugar de los resortes, dan la conexión eléctrica y el par de restauración. Se obtiene la ventaja de que no hay fricción entre las partes en movimiento. Este método produce mediciones altamente repetibles. El soporte de banda tensa está sustituyendo al pivote de joyas en la mayoría de los usos.

Se emplean por lo común dos tipos de escalas con el movimiento de D'Arsonval: las que tienen un cero en el centro [figura 4-5 a)] y las que tienen el cero al extremo izquierdo de la escala [figura 4-5 b)]. (Los movimientos se ajustan para indicar cero en cada tipo de escala cuando no fluye corriente alguna. El tornillo que se muestra en ambas escalas se emplea para efectuar este ajuste.) La escala de la figura 4-5 a) se emplea en los instrumentos de cd que pueden detectar el flujo de corriente en cualquier dirección, o en instrumentos donde se desea detectar una falta de flujo de corriente (como en el puente de Wheatstone o en los circuitos de potenciómetros). La escala de la figura 4-5 b) indica una lectura en la escala sólo cuando pasa la corriente en una dirección a través de la bobina. Si la corriente pasa en la dirección opuesta, se obtiene una desviación abajo de cero. Para obtener una lectura positiva en esta situación, se deben invertir las conexiones de las puntas de prueba al movi-

²El factor 2 surge debido a que hay dos tramos verticales de conductor en cada vuelta de la bobina en el campo. Los valores típicos son $B =$ de 0.15 a 0.5 Wb/m² y $N =$ de 20 a 100 vueltas.

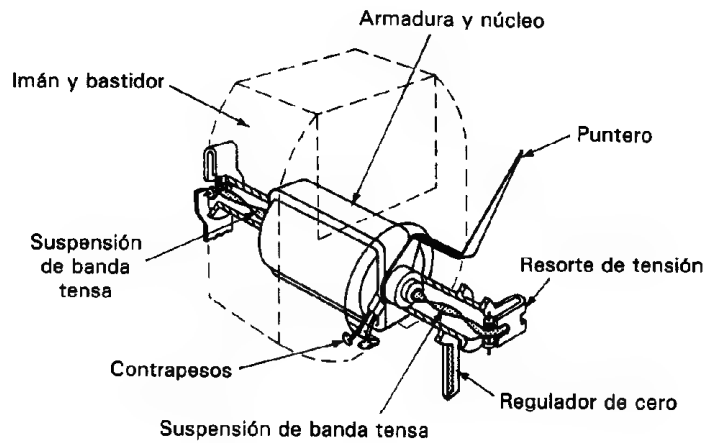


Figura 4-4 Movimiento de un medidor de banda tensa.

miento. Esto invierte la dirección del flujo de la corriente a través del movimiento. La mayoría de los medidores con escalas como la de la figura 4-5 b) indican el modo correcto de conectar al medidor en el circuito mediante marcas de polaridad en las terminales del medidor.

En muchos procesos, se prefieren los medidores analógicos a los digitales debido a que se pueden determinar con un vistazo la magnitud de una variable del proceso y su velocidad de cambio y si está aumentando o disminuyendo. Esto es de especial utilidad cuando se observan variables que oscilan (como la cantidad de material que pasa por un tubo). En otro ejemplo, un piloto tratando de determinar la velocidad de descenso, observando un medidor digital tendría graves dificultades. También, hay veces que se emplean los indicadores analógicos para medir una variable

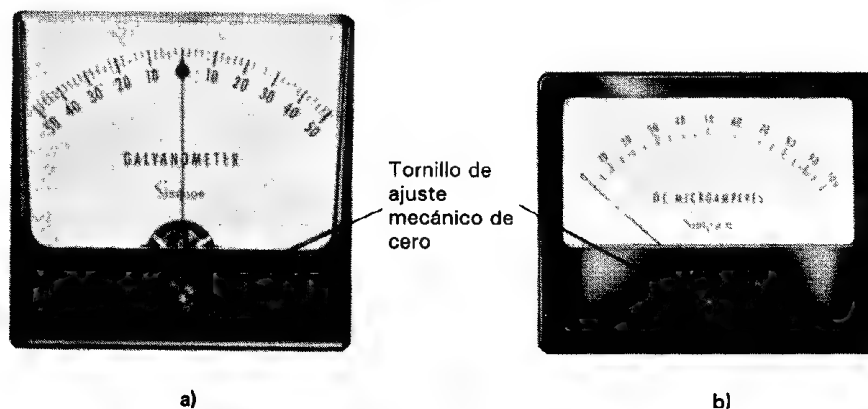


Figura 4-5 Escalas de movimiento de D'Arsonval: a) escala con cero al centro; b) cero en el extremo izquierdo de la escala. (Cortesía de Simpson Electric Co.)

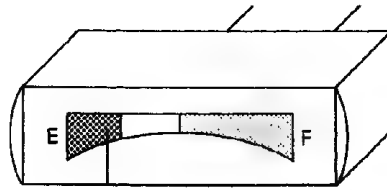


Figura 4-6 Medidor analógico de corriente con escala especial (Cortesía de Electronic Specialists.)

de proceso que parece no tener relación con la corriente eléctrica. Por ejemplo, el nivel de oxígeno líquido en un tanque se puede medir con un sensor de capacitancia variable. El valor de la capacitancia se convierte a una corriente con un oscilador y un circuito adicional. El medidor que resulta se muestra en la figura 4-6.

Movimiento del Electroindicador

El movimiento del electroindicador se emplea en la construcción de voltímetros y amperímetros de gran exactitud, así como wattímetros y medidores de factor de potencia. Al igual que el mecanismo de D'Arsonval, trabaja también como dispositivo sensor de corriente. Se pueden obtener exactitudes muy altas con el empleo de este mecanismo porque no utilizan materiales magnéticos (los cuales poseen propiedades no lineales).

En contraste con el movimiento de D'Arsonval, que emplea un imán permanente como fuente del campo magnético, el electroindicador crea un campo magnético con la corriente que mide. Esta corriente pasa por dos devanados del campo y establece el campo magnético que interacciona con la corriente en la bobina móvil. La fuerza en esa bobina, debido a los campos magnéticos de las bobinas fijas, hace que gire la bobina móvil (figura 4-7). La bobina móvil se fija a un puntero que

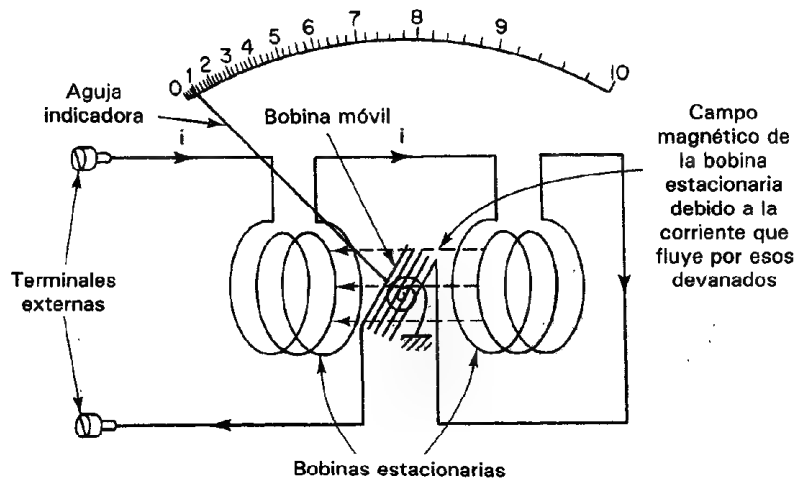


Figura 4-7 Movimiento electrodinámico.

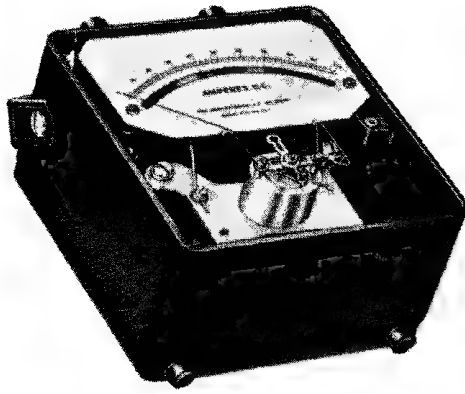


Figura 4-8 Vista interior de un ampérmetro con el imán dentro de la bobina móvil. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

se mueve a lo largo de una escala marcada para indicar el valor de la cantidad que se esté midiendo. El conjunto completo del mecanismo se monta en una caja blindada de hierro para aislarlo de cualquier campo magnético parásito. Debido a que la corriente que se está midiendo determina tanto la intensidad del campo magnético como la interacción con la bobina móvil, la deflexión resultante del puntero es proporcional a i^2 . Al usarlo para medir ca, el puntero toma una posición proporcional al *promedio* de la corriente elevada al cuadrado. La escala se puede calibrar para indicar la raíz cuadrada de esa cantidad (rms, valor efectivo). Nótese que la escala en el mecanismo del electrodinamómetro que se muestra en la figura 4-7 está marcada del mismo modo que un medidor típico de dinamómetro.

El movimiento del electrodinamómetro produce una lectura de gran exactitud, pero está limitado debido a sus necesidades de potencia. El campo magnético de los devanados estacionarios, producido por una corriente pequeña es mucho más débil que el campo permanente del movimiento de D'Arsonval. (Una comparación típica $6 \times 10^{-3} \text{ Wb/m}^2$ contra 0.2 Wb/m^2 .) De este modo, la sensibilidad del electrodinamómetro es bastante baja. Cuando se emplea como voltmetro, la sensibilidad es de 10 a 30 Ω/V lo cual, como se verá es muy baja.

AMPERMETROS ANALOGICOS DE CD

Los ampérmetros electromecánicos industriales y de laboratorio se emplean para medir corrientes desde $1 \mu\text{A}$ (10^{-6} A) hasta varios cientos de amperes. La figura 4-8 muestra una fotografía del interior de un ampérmetro típico de cd. El movimiento de D'Arsonval se emplea en la mayoría de los ampérmetro de cd como detector de corriente. Los medidores típicos para banco de laboratorio tienen exactitudes de aproximadamente 1 por ciento del valor de la escala completa debido a las inexactitudes del movimiento del medidor. Además de este error, la resistencia de la bobina del medidor introduce una desviación con respecto al comportamiento de un ampérmetro ideal, que se describió en la introducción a este capítulo. El *modelo* que se emplea para describir

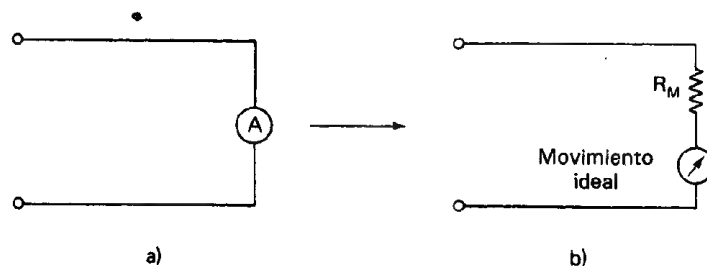


Figura 4-9 Símbolo del amperímetro y modelo de circuito equivalente:
a) símbolo del circuito; b) modelo del circuito equivalente.

un amperímetro real en términos de circuito equivalente es una resistencia R_m (de igual valor que la resistencia de la bobina y los conductores del medidor) en serie con un amperímetro ideal (que se supone que no tiene resistencia) (figura 4-9). ✓

Empleando este modelo, se puede calcular el error incurrido al introducir un amperímetro en un circuito, o se puede especificar la resistencia máxima permisible que haga que el amperímetro tenga un efecto insignificante en el circuito. Este efecto es semejante al efecto de la carga del voltímetro debido a que la resistencia adicional del medidor origina que fluya una corriente menor que el total en la rama del circuito que se está midiendo. La tabla 4-1 muestra la resistencia interna de movimiento típico de D'Arsonval.

TABLA 4-1 RESISTENCIA
INTERNA DE MOVIMIENTOS DE
D'ARSONVAL TÍPICOS

50 μA	1000–5000 Ω
500 μA	100–1000 Ω
1 mA	30–120 Ω
10 mA	1–4 Ω

El siguiente ejemplo indica cómo se puede calcular el error causado por la resistencia adicional de un amperímetro en un circuito.

Ejemplo 4-1

Se tiene un amperímetro de 50 μA que tiene una resistencia interna de 2.5 K ($K = 10^3$), y se desea medir la corriente que pasa en una rama que contiene una resistencia de 200 K Ω . Calcúlese a) el error introducido por la resistencia adicional del amperímetro en el circuito, y b) la indicación del amperímetro si se aplican 7.2 V en las terminales de la rama.

Solución. a) Sin el amperímetro en el circuito, 7.2 V aplicados a 200 K Ω producirán una corriente de

$$I = \frac{V}{R_1} = \frac{7.2}{200 \text{ K}} = 36 \mu\text{A}$$

Cuando se conecta el ampérmetro en serie con esa resistencia (figura 4-10), la resistencia total de la rama es de 202.5 K Ω . Así, si se aplican 7.2 V a esta nueva resistencia, se tendrá una corriente de

$$I = \frac{V}{R_1 + R_M} = \frac{7.2}{202.5 \text{ K}} = 35.56 \mu\text{A}$$

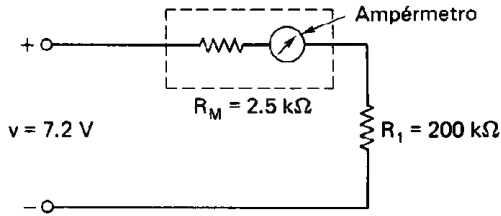


Figura 4-10

El error en la lectura originado por R_m del ampérmetro es

$$\text{error} = \frac{(36 \times 10^{-6}) - (35.56 \times 10^{-6})}{36 \times 10^{-6}} \times 100\% = 1.23\%$$

La sensibilidad de un ampérmetro indica la corriente mínima necesaria para una desviación de toda la escala. Los medidores con alta sensibilidad dan lecturas muy pequeñas a escala completa. Los medidores comerciales emplean movimientos que tienen sensibilidades tan pequeñas como 1 μA . Sin embargo, 50 mA es el límite máximo que pueden manejar los resortes con buena exactitud. Para aumentar las posibilidades de medición de los ampérmetros de cd más allá de este límite máximo, se deben emplear los shunts o “resistencias en paralelo”.

Un *shunt* es un trayecto de baja resistencia conectado en *paralelo* con el movimiento del medidor. La figura 4-11 a) muestra un ampérmetro con un shunt. El shunt permite que una fracción específica de la corriente que pasa por la rama del circuito rodee el movimiento del medidor. Si se sabe con exactitud cómo se divide la corriente, la fracción de ésta que pasa por el movimiento puede indicar la corriente total que pasa por la rama en la que se conecta el medidor.

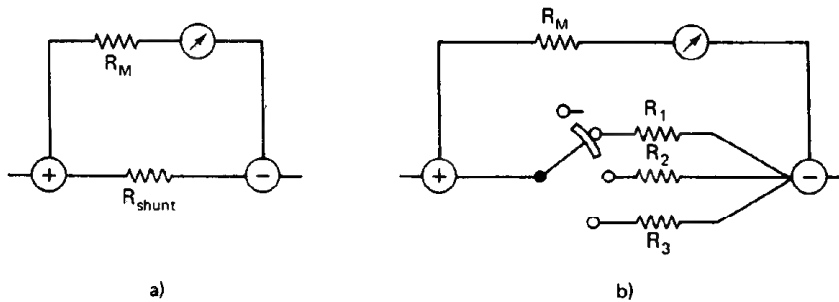


Figura 4-11 a) Ampérmetro con shunt; b) ampérmetro para varios rangos.

Ejemplo 4-2

Dado un movimiento para 1 mA con una resistencia interna (de bobina) de $50\ \Omega$, se desea convertirlo a un amperímetro capaz de medir hasta 150 mA. ¿Cuál será la resistencia necesaria del shunt?

Solución. Si el movimiento puede manejar un máximo de 1 mA, el shunt tendrá que conducir el resto de la corriente. Así, para una desviación de escala completa.

$$\begin{aligned} I_{\text{shunt}} &= I_{\text{total}} - I_{\text{movimiento}} \\ &= 150 - 1 \\ &= 149\ \text{mA} \end{aligned}$$

Como las caídas de voltaje a través del shunt y del movimiento son iguales (en virtud de estar conectadas en paralelo), entonces

$$\begin{aligned} V_{\text{shunt}} &= V_{\text{movimiento}} \\ I_{\text{shunt}} R_{\text{shunt}} &= I_M R_M \\ R_{\text{shunt}} &= \frac{I_M R_M}{I_{\text{shunt}}} = \frac{(0.001)(50)}{0.149} \\ R_{\text{shunt}} &= 0.32\ \Omega \end{aligned}$$

Muchos amperímetros son instrumentos de rango múltiple. Algunos de ellos emplean varias terminales externas (bornes de conexión) para cambiar de rango; otros emplean un interruptor giratorio. Si se emplea un interruptor giratorio para cambiar de rango [como se muestra en la figura 4-11 b)], el polo del interruptor debe hacer contacto con la resistencia vecina antes de romper el contacto con la resistencia que se esté empleando. Con este tipo de interruptor en cortocircuito se tiene la seguridad de que el movimiento no estará sujeto accidentalmente a toda la corriente de la rama. Por lo general, los shunts están montados dentro del instrumento en medidores que pueden medir hasta 50 A. Los amperímetros para rangos mayores emplean shunts externos de alta corriente fabricados con materiales especiales que mantienen su estabilidad (resistencia constante) en un amplio rango de temperaturas.

La figura 4-12 muestra dos shunts externos que se emplean con frecuencia en los amperímetros. Cada uno tiene una capacidad específica de corriente y de caída de voltaje. Por ejemplo, un shunt de 100 A y 50 mV está diseñado para una caída de voltaje de 50 mV entre sus extremos cuando pasa por él una corriente de 100 A. Así, cualquier medidor que tenga una escala total de 50 mV se puede emplear para determinar la corriente en ese shunt.

La corriente se alimenta al shunt mediante terminales con capacidad para grandes corrientes. Estas terminales de uso rudo se emplean para mantener la resistencia de contacto de esa conexión tan baja como sea posible. La caída de voltaje a través del shunt se mide por el movimiento del medidor que está conectado a los dos terminales

internas de “potencial”. Al medir la caída de voltaje entre las terminales de potencial, se elimina el efecto de cualquier resistencia de contacto en el valor medido.

Los dos pesados bloques de cobre que constituyen los extremos del shunt están soldados a hojas de material resistivo como muestra la figura 4-12 b). Este material resistivo se escoge especialmente para mantener un valor constante de resistencia, aun con cambios en su temperatura. Los shunts externos de precisión se fabrican en rangos desde 0.1 hasta 2000 A con exactitudes de 0.1 por ciento.

VOLTMETROS ANALOGICOS DE CD

La mayor parte de los vóltmetros emplean también el movimiento de D'Arsonval. Este movimiento se puede considerar en sí mismo un vóltmetro, si se considera que la corriente que pasa por él, multiplicada por su resistencia interna, origina una determinada caída de voltaje. Por ejemplo, un movimiento con escala máxima de $1 \mu\text{A}$ y 50Ω tiene una caída de 50 mV cuando fluye 1 mA a través de él. Si la escala indica volts en lugar de amperes, el movimiento actúa como un vóltmetro de 50 mV. Para aumentar el voltaje que se puede medir mediante ese instrumento, se agrega una re-

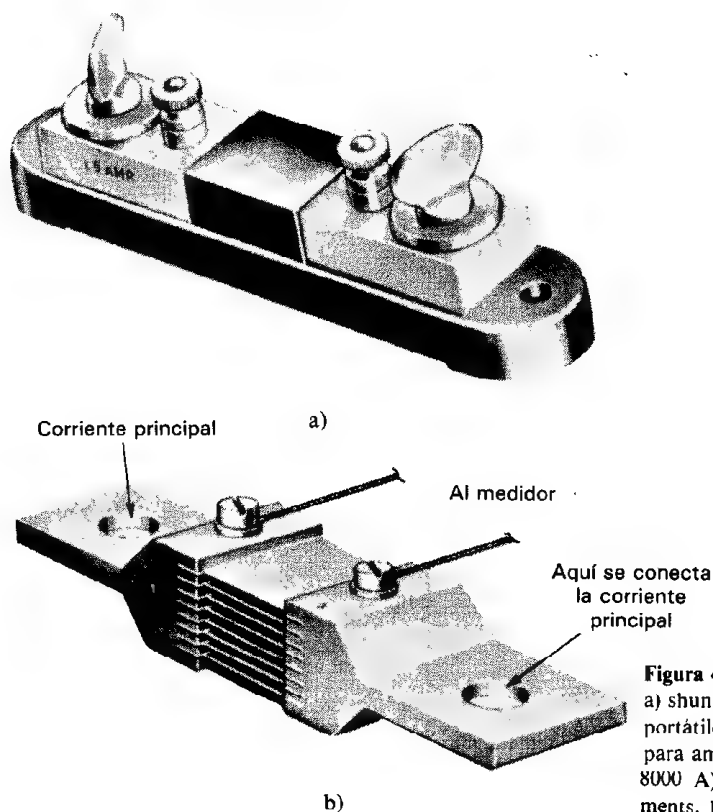


Figura 4-12 Shunts para ampermetro: a) shunt externo para amperímetros portátiles (1 a 200 A); b) shunt externo para amperímetro de tablero (hasta 8000 A). (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

sistencia más en serie a la resistencia propia del medidor. La resistencia adicional (que se llama un *multiplicador*) limita la corriente que pasa por el circuito del medidor [figura 4-13 a)]

Ejemplo 4-3

Si se desea emplear un medidor de 1 mA y 50 Ω como voltmetro con escala de 10 V, ¿qué resistencia se debe colocar en serie con el movimiento?

Solución. A escala máxima, pasa 1 mA por el medidor. Si se han de medir 10 V, la resistencia total necesaria es

$$R_{\text{total}} = \frac{V}{I} = \frac{10 \text{ V}}{0.001 \text{ A}} = 10,000 \Omega$$

Como la resistencia del movimiento es 50 Ω , la resistencia agregada debe ser

$$R_{\text{series}} = R_{\text{total}} - R_{\text{movimiento}}$$

O

$$R_{\text{series}} = 9950 \Omega$$

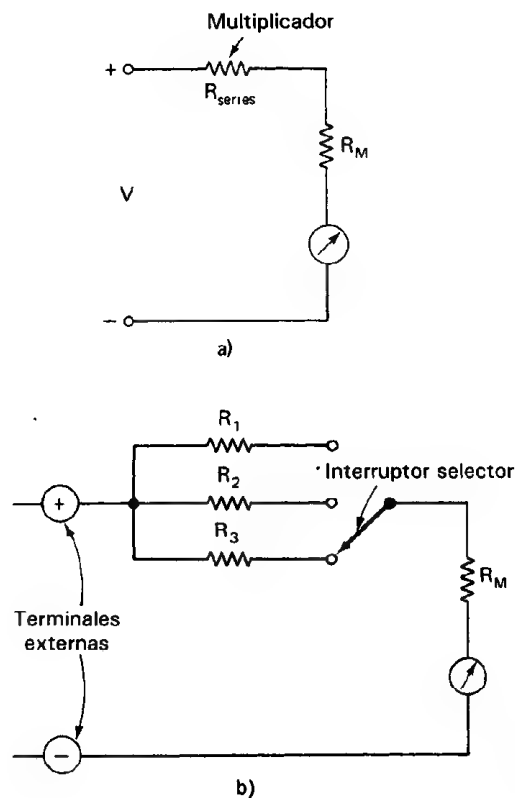


Figura 4-13 a) Voltmetro básico de cd; b) voltmetro de varios rangos.

Para construir un vóltmetro de múltiple rango, se puede emplear un interruptor que conecte resistencias de varias magnitudes en serie con el movimiento del medidor [figura 4-13 b)]. Para obtener una deflexión hacia los valores altos de la escala, los bornes se deben conectar con el vóltmetro con la misma polaridad que las marcas de las terminales. Los vóltmetros típicos de cd de laboratorio tienen exactitudes de ± 1 por ciento de la escala completa.

La *sensibilidad* de un vóltmetro se puede especificar por el voltaje necesario para una deflexión de escala completa. Pero otro criterio de sensibilidad, que se usa ampliamente, es la capacidad de ohms por volts. Para cada rango de voltaje, la resistencia total exhibida por el vóltmetro, R_T dividida por el voltaje de la escala completa, da un cociente, S . Este cociente es una constante para el vóltmetro y se llama la relación de *ohms/volt*. El método más fácil para calcular S es encontrar el recíproco de la sensibilidad *de corriente* del movimiento que se esté usando en el vóltmetro.

Ejemplo 4-4

¿Cuál es la sensibilidad en ohms/volt de un vóltmetro con un movimiento de a) 1-mA y b) $50 \mu\text{A}$?

Solución.

$$\text{a) } \frac{1}{\text{corriente máxima del movimiento del medidor}} = \frac{1}{0.001 \text{ A}} = 1000 \Omega/\text{V}$$

$$\text{b) } \frac{1}{\text{corriente máxima del movimiento del medidor}} = \frac{1}{0.00005 \text{ A}} = 20,000 \Omega/\text{V}$$

La sensibilidad en ohms/volt es en realidad una indicación de qué tanto se acerca un vóltmetro real al comportamiento de un vóltmetro ideal. Un vóltmetro ideal tendría una relación ohms/volts infinita y parecería al circuito que se está midiendo como una resistencia infinita (o circuito abierto). Los vóltmetros básicos, típicos de laboratorio, tienen una sensibilidad de $20,000 \Omega/\text{V}$.

Como el vóltmetro no es ideal, toma algo de corriente del circuito que está midiendo. Si se emplea un medidor de baja sensibilidad (pequeño valor en ohms/volt) para medir el voltaje a través de una gran resistencia, el medidor se comportará en realidad como una resistencia en derivación y reducirá la resistencia equivalente de la rama. El resultado será una medición muy poco confiable. La perturbación del circuito causada por la corriente que esté tomando un vóltmetro se llama *efecto de carga*. El ejemplo 4-5 demuestra una situación clásica en la cual la selección del vóltmetro origina una diferencia significativa en la exactitud del resultado medido.

Ejemplo 4-5

Se desea medir el voltaje a través de la resistencia de $10\text{-k}\Omega$ del circuito que se muestra en la figura 4-14. Se tienen dos voltímetros con los cuales hacer la medición. El voltmetro *A* tiene una sensibilidad de $1000\ \Omega/\text{V}$ y el voltmetro *B* tiene una sensibilidad de $20,000\ \Omega/\text{V}$. Ambos emplean sus escalas de $50\ \text{V}$. a) Calcúlese lo que indicará cada medidor b) ¿Cuál es el error con respecto a la indicación correcta?

Solución. La indicación correcta deberá ser

$$V_T = \frac{V_s}{R_1 + R_2} R_2 = 100 \times \frac{10\ \text{k}\Omega}{30\ \text{k}\Omega} = 33.3\ \text{V}$$

El voltmetro *A* tiene una sensibilidad de $1000\ \Omega/\text{V}$. Tiene un R equivalente de $50,000\ \Omega$ cuando se emplea su escala de $50\ \text{V}$. La resistencia total del punto 1 al punto 2 estando conectado el voltmetro al circuito se calcula mediante

$$\frac{1}{R_{12}} = \frac{1}{10\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{50\ \text{k}\Omega} \quad \text{o} \quad R_{12} \approx 8300\ \Omega$$

La resistencia total, R_T del circuito es $R_T = R_1 + R_{12} = 28,300\ \Omega$. Entonces el voltaje entre los puntos 1 y 2 de la figura 4-14, tal como lo indica el voltmetro es

$$V_{12} = V_s \frac{R_{12}}{R_T} = 100 \times \frac{8300\ \Omega}{28,300\ \Omega} = 29.0\ \text{V}$$

Esto constituye un error de

$$\text{error} = \frac{33.3 - 29.0}{33.3} \times 100\% = 13\% \text{ bajo}$$

El voltmetro *B* tiene una sensibilidad de $20,000\ \Omega/\text{V}$ y por lo tanto su R equivalente es $= 50 \times 20,000 = 1\ \text{M}\Omega$

$$\frac{1}{R_{12}} = \frac{1}{10\ \text{k}\Omega} + \frac{1}{1\ \text{M}\Omega} \quad \text{o} \quad R_{12} = 9900\ \Omega$$

Entonces, $R_T = 29,900\ \Omega$ y el voltaje indicado por el voltmetro es

$$V_{12} = 100 \times \frac{9900\ \Omega}{29,900\ \Omega} = 33.1\ \text{V}$$

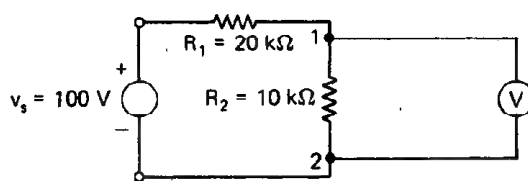


Figura 4-14

El error de esta lectura es

$$\text{error} = \frac{33.3 - 33.1}{33.3} \times 100\% = 0.6\% \text{ bajo}$$

El ejemplo muestra que el medidor con la mayor sensibilidad en ohms/volt dará la lectura más confiable en términos del error posible de carga. Se puede usar el mismo tipo de cálculo para determinar qué tan sensible debe ser un vóltmetro si se necesita reducir el error de carga a determinado porcentaje máximo del valor correcto. También se hace notar que el error de carga que se puede presentar al medir los voltajes en circuitos de alta resistencia puede ser con frecuencia mucho mayor que el error debido a otras inexactitudes inherentes al medidor. En algunos de esos casos, se pueden obtener indicaciones exactas sólo con vóltmetros del tipo electrónico que tienen resistencia de entrada de 10 MΩ o más. Como regla práctica, para reducir el error de carga de la indicación del vóltmetro a menos del 1 por ciento, la resistencia del vóltmetro debe ser al menos 100 veces mayor que la resistencia del trayecto a través del cual se ha de medir el voltaje.

Medidores Analógicos de cd Activados por Amplificador

A los medidores analógicos activados mediante amplificadores electrónicos se les llama con frecuencia vóltmetros electrónicos (EVM). Cuando un medidor está activado por un amplificador, se pueden lograr mejoras apreciables en su desempeño. El amplificador permite que los medidores ofrezcan rangos más sensibles y mayores resistencias de entrada que los instrumentos equivalentes que sólo contienen un medidor simple y resistencias multiplicadoras de rango. Por ejemplo, los vóltmetros electrónicos analógicos tienen resistencias de entrada típica de 20 MΩ o más en las escalas de cd y de 1 MΩ en las escalas de ca.

Los dos tipos de amplificadores que se emplean por lo general para activar vóltmetros analógicos de cd electrónicos, son los de acoplamiento directo (AD) y los de muestreo. Los primeros se emplean en los medidores analógicos de cd menos costosos. Sus escalas más sensibles por lo común están limitadas entre 0.1 y 1.0 V debido a la baja estabilidad de los amplificadores de acoplamiento directo (amplificadores AD). (La *estabilidad de cd* es una medida de la capacidad de un amplificador para mantener una salida constante para una entrada dada. Generalmente, los amplificadores AD cambian sus salidas en varios milivots cuando cambian sus temperaturas internas. Por lo tanto, para rangos de menos de 50 mV, esos cambios originarían errores apreciables.) Las características propias de los amplificadores AD se describen con mayor detalle en el capítulo 15.

El problema de la baja estabilidad de los amplificadores AD se reduce mucho en los medidores más costosos de cd activados por amplificadores con la utilización de *amplificadores de muestreo*. Las características favorables de estos amplificadores permite que se puedan fabricar esos medidores con rangos hasta de unos pocos

milivolts o microvolts para la escala completa. El amplificador de muestreo convierte la señal de cd de entrada a una señal proporcional de ca, la amplifica con un amplificador de ca y la convierte después de nuevo a una cantidad de cd. Cualquier desplazamiento de cd en la entrada del amplificador de ca no pasa a las salidas y entonces se permite una amplificación exacta de voltajes muy pequeños.

AMPERMETROS Y VOLTMETROS ANALÓGICOS PARA CA

Las señales eléctricas que cambian en amplitud y dirección periódicamente a través del tiempo (figura 4-15) se miden con los *medidores de ca*. Esos medidores pueden responder al valor pico, promedio, o efectivo de las señales periódicas de ca que se les apliquen. Esos medidores también se calibran para indicar sus salidas en términos de uno de esos tres valores característicos de señales de ca. Como resultado, si se deben efectuar mediciones exactas de señales de ca, se deben seguir las referencias que se dan a continuación. Primero, se debe considerar qué valor característico de la onda se busca (promedio, pico o efectivo). A continuación, si es posible, se selecciona un medidor que responda y que esté calibrado para indicar su salida en esa característica. Si ello no fuera posible, se necesita calcular un factor de corrección entre la indicación que se obtiene y el valor deseado de la característica. Sin embargo, en ese caso probablemente sea más fácil y más exacto observar y medir el valor de la característica deseada de la onda real con un osciloscopio o analizador de espectro y no con el medidor que se tenga a mano. La mayoría de los fabricantes no indican fácilmente cuál es la respuesta de sus medidores. Esto hace que el usuario del medidor lo pruebe para determinar si es un instrumento que responda a los valores promedio, pico, o pico a pico y si la escala del medidor está o no calibrada para valores efectivos de ondas senoidales. Una vez que se conoce el tipo de medidor, se pueden generar tablas para convertir la lectura real del medidor, se pueden generar tablas para convertir la lectura real del medidor a una indicación de valor efectivo o rms (consultar las referencias).

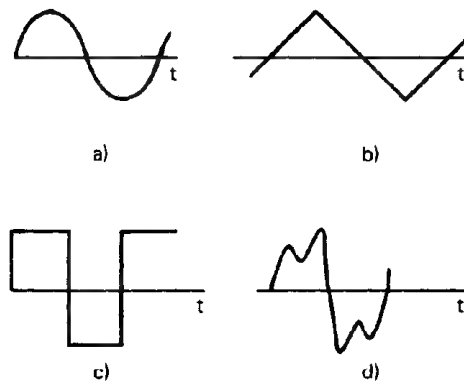


Figura 4-15 Ejemplos de formas de onda de ca.

Medidores para ca de Respuesta al Promedio

Cuando se aplican señales de ca cuyas frecuencias son mayores que pocos ciclos por segundo (Hz) directamente a un movimiento de unos D'Arsonval, la inercia y la amortiguación del movimiento evitan que se puedan seguir las rápidas fluctuaciones de la señal. En lugar de ello, la aguja del medidor asume una posición en la que el par promedio aplicado está compensado por los resortes de eje. El movimiento de D'Arsonval responde al valor *promedio* de la corriente que pasa a través de la bobina móvil. Como se hizo notar en el capítulo 1, el valor promedio en el caso de las ondas senoidales es cero. Por lo tanto, para lograr una deflexión medible de la aguja del movimiento de D'Arsonval cuando se miden ondas senoidales y de otro tipo, de corriente alterna, se debe usar algún medio para obtener un par *unidireccional* que no se invierta cada medio ciclo.

Un método implica la rectificación de las señales de ca empleando circuitos rectificadores con diodos. La salida resultante del circuito rectificador es una cantidad variable en el tiempo y unidireccional, que se puede emplear para producir una deflexión diferente de cero del puntero del medidor de D'Arsonval (figura 4-16). Este medidor indica el valor promedio de la cantidad que se le aplica. (La escala del medidor está calibrada para indicar el valor efectivo o rms, de la onda de ca que se aplica al medidor.) Un rectificador es un circuito a base de diodos que convierte cantidades de ca a cantidades unidireccionales (de cd).

El circuito en la figura 4-17 a) muestra el tipo más simple de rectificador. Contiene un diodo único. Si se aplica una señal de ca senoidal a ese diodo, la corriente sólo será conducida mientras la señal de ca fluya en la dirección positiva. Durante los lapsos en que la corriente tiene valor negativo, el diodo evita que pase. Como resultado, la salida de este rectificador es una cantidad unidireccional. Como sólo la mitad de la onda inicial aparece en su salida, a este tipo simple de rectificador se le llama *rectificador de media onda*. La figura 4-17 b) muestra el diagrama eléctrico de un *rectificador de onda completa*. En él, la corriente se conduce en una dirección a tra-

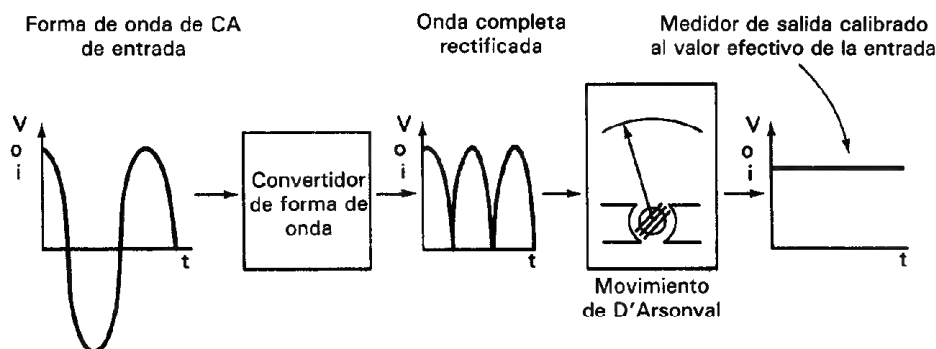


Figura 4-16 Diagrama de bloques de medidor tipo rectificador de ca que utiliza un rectificador de onda completa en el convertidor de onda.

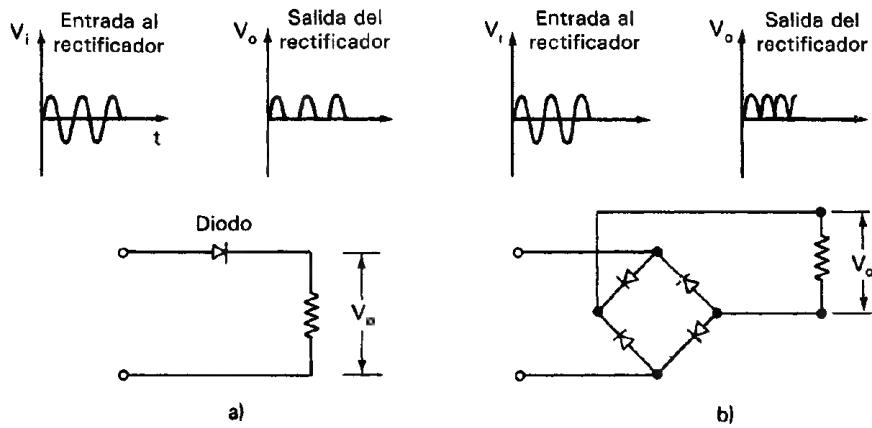


Figura 4-17 Rectificadores: a) de media onda; b) de onda completa.

vés del rectificador, sin importar la dirección de la corriente en la onda de entrada. Como una corriente unidireccional aparece a la salida del rectificador independientemente de la dirección de la corriente de la onda de entrada, a la salida se le llama *onda completa rectificada*. Un tercer tipo de rectificador cuya salida es igual al valor de la amplitud (o valor pico) de la onda de entrada se llama *rectificador de picos*.

Como se hizo notar antes, el convertidor de onda alimenta una corriente directa variable a un movimiento de D'Arsonval. Este movimiento responde al valor *promedio* de un voltaje variable que se le aplique. Puesto que por lo general se desea en una medición de ca, el fabricante debe diseñar la escala para indicar valor efectivo en lugar de valor promedio. Este proceso requiere dos pasos necesarios. Primero, se supone que la mayor parte de las señales de ca por medir serán ondas senoidales puras. Segundo, las características del circuito rectificador se usan para calcular la relación entre los valores promedio y rms de la onda rectificada. Por ejemplo, si el convertidor de onda genera una onda completa rectificada para activar al medidor de D'Arsonval, se puede calcular que la relación del valor rms de una *senoidal* al valor promedio de una senoide *completamente rectificada* es 1.11 (véase el capítulo 1). Entonces, la escala de valores efectivos del medidor en realidad estará indicando 1.11 veces el valor promedio de la corriente que pasa por el movimiento. Para la senoide *rectificada de media onda*, esta relación es 2.22.

La primera hipótesis no siempre es válida y esto puede conducir a errores en las indicaciones de los medidores con rectificador. Si la señal de ca no es una onda senoidal pura [podría ser una onda cuadrada, figura 4-15 c), onda triangular, figura 4-15 b), o muchas senoides de distintas frecuencias sumadas entre sí], el medidor continuará indicando un valor promedio de la onda rectificada. Sin embargo, la relación entre este valor promedio y el valor rms de la señal rectificada ya no será la misma que la relación aplicable a señales senoidales. Se debe de aplicar a las lecturas un factor de corrección basado en la forma de la señal de ca y el tipo de rectificador empleado en el medidor para eliminar el error.

Ejemplo 4-6

Un ampérmetro con rectificador tipo de onda completa indica una lectura de corriente de 4.4 mA, valor rms, al medir la corriente de la onda triangular que se muestra en la figura 4-18 a).

- a) ¿Cuál es el valor efectivo correcto de la onda?
b) ¿Cuál es el error del medidor?

Solución. El rectificador del instrumento produce la onda que se muestra en la figura 4-18 b). El medidor indica 1.11 veces el valor promedio de la onda rectificada. Por lo tanto, el valor promedio de la onda rectificada es $I_{\text{prom}} = 4.44 \text{ mA} / 1.11 = 4 \text{ mA}$ y el valor pico de una onda triangular es $I_p = 2I_{\text{prom}} = 8 \text{ mA}$. El valor rms verdadero de la onda original se encuentra en este caso mediante³

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{I_{\text{pico}}^2}{3}} = \sqrt{\frac{(0.008)^2}{3}} \\ = 4.6 \text{ mA}$$

Por lo tanto, el error del medidor es

$$\text{error del medidor} = \frac{(\text{valor verdadero}) - (\text{valor indicado})}{(\text{valor verdadero})} \times 100\% \\ = \frac{4.60 - 4.44}{4.6} \approx 4\% \text{ bajo}$$

Los medidores básicos de ca con rectificador (es decir, los que no tienen amplificadores electrónicos), también presentan variaciones en sus lecturas al cambiar la frecuencia (aun cuando sus límites superiores son mucho mayores que aquellos de los medidores de ca electromecánicos). Si se deben efectuar mediciones exactas empleando estos instrumentos de rectificación se debe tomar en cuenta la especificación del fabricante concerniente al límite de máxima frecuencia. (Una regla general que se puede aplicar a los medidores de ca es que su error puede aumentar en un 0.5 por ciento por cada kHz de aumento en la frecuencia por encima de su límite máximo especificado.)

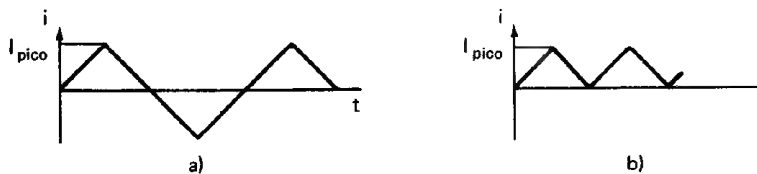


Figura 4-18

³En la figura 17 se da la fórmula para obtener el valor rms de esta forma de onda triangular y de otras formas de onda de ca de uso común.

Otra fuente de error en los medidores básicos con rectificador surge de los 0.6 a 0.7 V de polarización directa que necesitan los diodos de silicio del rectificador para conducir la corriente. Como resultado de esta caída de voltaje, sólo la parte del voltaje de la fuente que es mayor que el doble del voltaje de polarización directa del diodo (porque son dos diodos los que están en serie en los rectificadores de onda completa) es eficaz para hacer pasar una corriente por el medidor. Por esa razón, los medidores de ca con rectificador para voltajes de escala completa menores que 10 V tienen marcas no lineales en sus escalas. Esta caída del voltaje directo del diodo también limita la capacidad de medición de los medidores con rectificador a señales de ca cuya amplitud sea mayor que 1 V.

Vóltmetros de ca Analógicos Electrónicos (con Respuesta al Promedio)

Para superar los inconvenientes de no poder medir voltajes de ca de menos de 1 V con medidores simples de ca con rectificador se pueden incorporar amplificadores en el diseño del medidor de ca. Si se conecta un amplificador de ca al circuito del medidor antes del rectificador, como se muestra en la figura 4-19 a), se podrán medir voltajes de ca hasta el nivel de los nanovolts. Además, la impedancia de entrada de esos medidores con amplificador se aumenta típicamente hasta $10^{10} \Omega$ para rangos menores de 3 V y mayores de 10 M Ω para rangos mayores de 30 volts. Los medidores analógicos de ca modernos están diseñados con un microprocesador interno y ello permite que el usuario especifique si la salida se expresa en forma de valor promedio, pico, mínimo o rms. La exactitud de los medidores electrónicos de ca va desde 0.02 hasta 10 por ciento de la indicación del medidor dependiendo de la escala y la frecuencia seleccionada. La exactitud especificada sólo es válida para entradas en forma de onda senoidal. Sin embargo, los medidores digitales se pueden calibrar a la medida para cualquier forma de onda porque la calibración se efectúa con cambios en la programación a través de una conexión en la parte posterior de la caja del medidor.

Medidores de ca con Respuesta rms

Aunque la mayoría de los medidores de ca están calibrados en voltaje o corriente rms, en realidad muy pocos responden al valor rms de la cantidad medida. Sin embargo, cuando se desea tener una medición exacta del valor efectivo, equivalente o rms de una señal de ca y no se conoce la relación entre el valor promedio y el valor rms de esa señal, se debe emplear un medidor que sí responda al valor rms de la señal. A continuación se describen tres tipos de medidores que realmente son sensibles al valor rms de una señal: 1) medidores electrodinamométricos, 2) medidores de termopar y 3) medidores calculadores.

El movimiento del electrodinamómetro responde al cuadrado de la corriente aplicada y da una lectura verdadera de rms. Los medidores de ca que se fabrican con este tipo de movimiento pueden ser extremadamente exactos (en especial a la frecuencia de 60 Hz), pero son bastante caros. También están limitados por sus necesidades mínimas de potencia de activación, de 1 a 3 W. El límite superior de frecuencia es 200 Hz. A más de 200 Hz, la inductancia de las bobinas del mecanismo comienza a introdu-

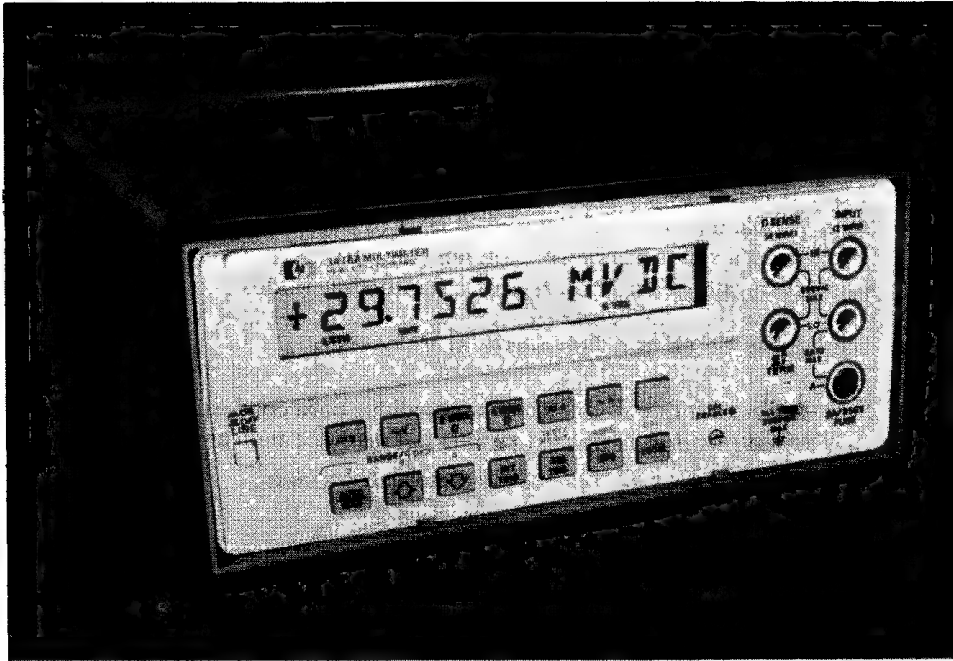
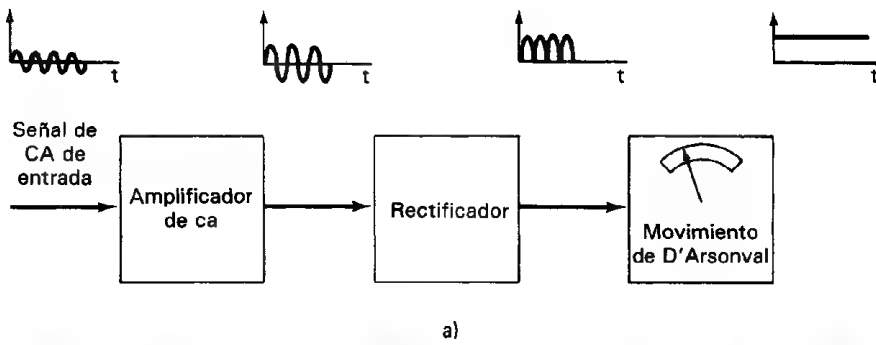


Figura 4-19 a) Diagrama de bloques de un medidor de ca; b) multímetro de alta sensibilidad. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

cir errores significativos. Sin embargo, son los instrumentos más exactos para medir señales de ca con frecuencias menores de 200 Hz, son los instrumentos más exactos de que se dispone.

Los *medidores de termopar* son el segundo tipo de medidor de ca que responden al valor rms de una señal. Estos medidores miden cantidades de ca y de cd conectando la señal de salida de un termopar a un movimiento de D'Arsonval (figura

4-20). La principal ventaja de los medidores de termopar sobre todos los demás medidores de ca es que se pueden medir frecuencias hasta de 50 MHz con una exactitud del 1 por ciento. La corriente en el circuito que se va a medir pasa a través de un elemento calefactor y hace que aumente su temperatura. Este elemento a su vez calienta una unión y ocasiona que se desarrolle un voltaje en las terminales de la unión. El voltaje produce una corriente en el alambre del termopar y esta corriente activa al movimiento de D'Arsonval. Como el efecto de calentamiento es proporcional a i^2R , la corriente resultante que activa al movimiento de D'Arsonval da una indicación verdadera del valor rms (i es la corriente que pasa por el elemento calefactor y R es su resistencia). Se pueden medir corrientes de 0.5 a 20 A y voltajes hasta de 500 V con este instrumento. Sin embargo, debido a las desventajas de un mayor costo y de la posibilidad de que se quemen bajo sobrecargas, se ha limitado el uso generalizado de esos medidores. Las uniones calientes y frío del termopar también deben estar cerca para que estén a la misma temperatura cuando no pase corriente por el alambre calentador. En el capítulo 14 se presenta una descripción más amplia de los fundamentos de los termopares.

Un tercer tipo de medidor de ca que produce valores rms verdaderos es el que calcula esos valores. Se pueden conseguir circuitos integrados que efectúen esos cálculos y que tienen también entradas diferenciales de modo que las conexiones a tierra no sean problema (véase el capítulo 17). Los rectificadores inteligentes también se emplean. La salida es una función del valor absoluto sin importar la forma de onda que se esté midiendo. Dos de esos circuitos integrados son el AD736 y el AD737.

Medidores de ca con Respuesta al Valor Pico

Si el rectificador que se emplea en un medidor para convertir voltaje de ca a cd es del tipo de *rectificador de picos*; la salida del medidor indicará el valor pico de la onda

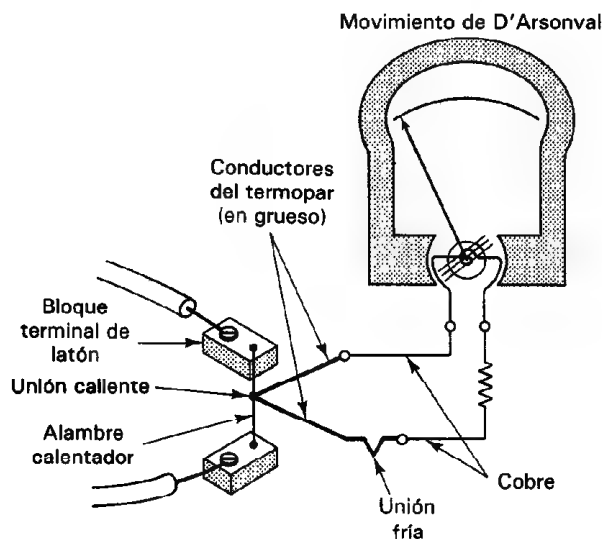


Figura 4-20 Medidor de termopar.

de voltaje de entrada. Los medidores de ca con respuesta al pico de la señal logran esa función empleando un circuito de diodos para cargar un capacitor hasta el voltaje pico de la señal. A continuación se mide el voltaje resultante en el capacitor con un voltmetro de cd de muy alta impedancia de entrada. La respuesta de frecuencia de esos medidores con respuesta a valores pico es bastante alta (con frecuencia de más de 1 GHz) y se puede hacer muy sensible cuando se trabaje en conjunto con un amplificador diferencial. Así, esos voltmetros con respuesta al valor pico tienen una aplicación donde se necesitan tanto una alta sensibilidad como una respuesta a altas frecuencias.

Con frecuencia, la escala de los voltmetros con respuesta al valor pico se calibra en volts rms. Ya que el factor de escala empleado para esta calibración también se basa en la hipótesis de formas de onda senoidales, la escala rms será, en general, exacta sólo para señales de ondas senoidales. Sin embargo, algunos medidores de respuesta pico también tienen escalas pico. Como esta escala está calibrada en la misma característica a la que responde el medidor, será exacta para todas las formas de onda dentro de los límites de respuesta a la frecuencia. Muchos instrumentos emplean mediciones de respuesta a valores pico. Un ejemplo es un medidor de capacitancia donde el voltaje de salida es proporcional al voltaje pico a través de un capacitor, cuando se carga por una fuente de corriente constante durante un periodo predeterminado.

MULTÍMETROS ANALÓGICOS

Los multímetros analógicos son instrumentos de laboratorio y de campo muy útiles y versátiles, capaces de medir voltaje (en cd y ca), corriente, resistencia, ganancia de transistor, caída de voltaje en los diodos, capacitancia e impedancia. Se les llama por lo general *multímetros* (en inglés se les llama VOM, volt ohm milliammeters).

En últimas fechas se han ampliado y mejorado las posibilidades de funcionamiento de esos medidores. Primero, por la incorporación de microprocesadores a los multímetros se han aumentado en forma considerable sus posibilidades y su exactitud. Además, mediante el empleo de amplificadores de entrada con transistores de efecto de campo (FET) para mediciones de voltaje de cd, sus impedancias rebasan con frecuencia los 100 M Ω . Por último la escala del óhmetro ya no se ha de llevar a cero para compensar los cambios internos del voltaje de batería o los cambios de escala. Las mediciones de voltaje se pueden efectuar sobre el rango de 0.4 mV hasta 1000 V con exactitudes de 0.1 por ciento. Las mediciones de corriente se pueden llevar a cabo desde 0.1 μ A hasta 10A con exactitudes de 0.2 por ciento. Se miden resistencias tan altas como 40 M Ω con una exactitud de 1 por ciento. (Se debe hacer notar que al hacer mediciones de resistencias altas, nunca se debe tocar la punta de medición con los dedos debido a que la resistencia de la piel es de sólo algunos miles de ohms, y esto puede originar errores serios en la medición.) Las mediciones de resistencia menores tienen una exactitud de 0.2 por ciento.

Los multímetros digitales han tomado el lugar de la mayoría de los multímetros con movimientos de D'Arsonval por dos razones principales: mejor exactitud y

eliminación de errores de lectura. Sin embargo, con frecuencia se agrega una escala analógica en la escala digital para dar una indicación visual de entradas que varían con el tiempo (figura 4-21). La posibilidad de observar la indicación del medidor en forma analógica es muy importante cuando se estén localizando fallas en sistemas de instrumentación. Por ejemplo, la rapidez con que cambia una variable, al igual que su magnitud, pueden dar indicaciones valiosas en muchas situaciones de localización de problemas.

Por otro lado, todavía se emplean los medidores analógicos que incorporan movimientos de D'Arsonval, por otro lado, se emplean todavía para aplicaciones en las que se deben observar las indicaciones de muchos medidores de un vistazo. Por ejemplo, la mayoría de las subestaciones de servicio eléctrico emplean medidores analógicos debido a que es mucho más fácil observar la marca roja para una corriente máxima en 30 medidores analógicos que tratar de recordar 30 números y sus valores de seguridad. Algunos multímetros muy baratos también tienen todavía el movimiento de D'Arsonval. Los datos tomados con esos medidores se deben interpretar con cuidado debido a que su impedancia de entrada puede ser bastante baja, desde $1000\ \Omega/V$ (movimiento de 1 mA) hasta $20,000\ \Omega/V$ (movimiento de $50\ \mu A$). Como re-

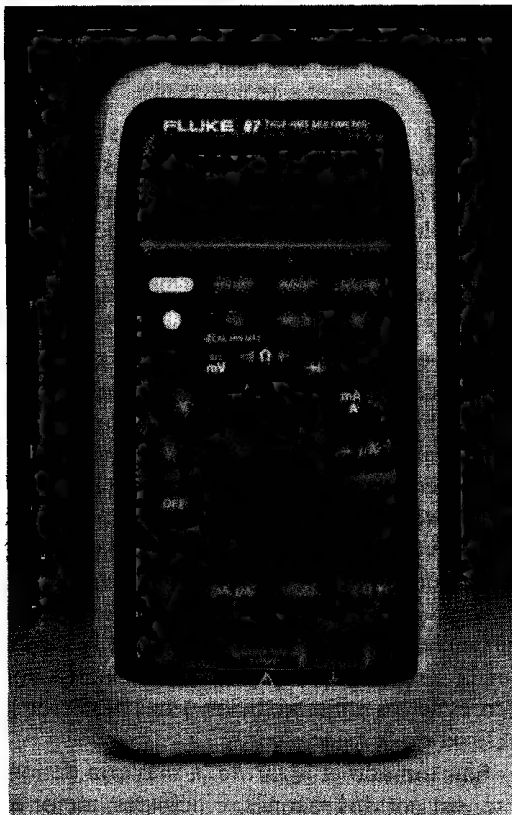


Figura 4-21 Multímetro típico.
(Cortesía de John Fluke Mfg. Co., Inc.)

sultado de ellos, los efectos de carga pueden originar errores significativos si se toman las indicaciones de voltaje en resistencias grandes. Además, se debe llevar a cero al óhmetro en esos multímetros cada vez que se emplea el medidor y siempre que se cambia de rango. Durante el proceso de llevar a cero, se deben poner en corto las puntas de prueba. Si el medidor no llega a cero, la pila interna está débil y se debe cambiar. Sin embargo, el estado de la pila o batería no tiene efecto sobre una medición ya sea de voltaje o de corriente. Como advertencia final de precaución, la polaridad inversa puede dañar fácilmente el movimiento de D'Arsonval de esos medidores, al igual que el dejarlos caer.

MEDIDORES ANALOGICOS DE APLICACION ESPECIAL

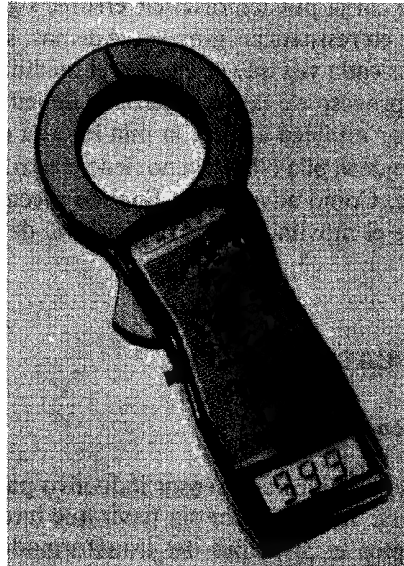
Medidores de Gancho para ca

El *medidor de gancho para ca* o medidor con sensor inductivo para ca se emplea para medir corrientes y voltajes en un conductor sin tener que interrumpir el circuito que se mide. El medidor emplea el principio del transformador para detectar la corriente. Esto es, el gancho o abrazadera del medidor hace las funciones del núcleo de un transformador. El conductor es el devanado primario del transformador y un devanado secundario queda en el medidor. La corriente alterna en el primario se acopla en el devanado secundario mediante el núcleo y después de rectificarse, se mide con un movimiento de D'Arsonval.

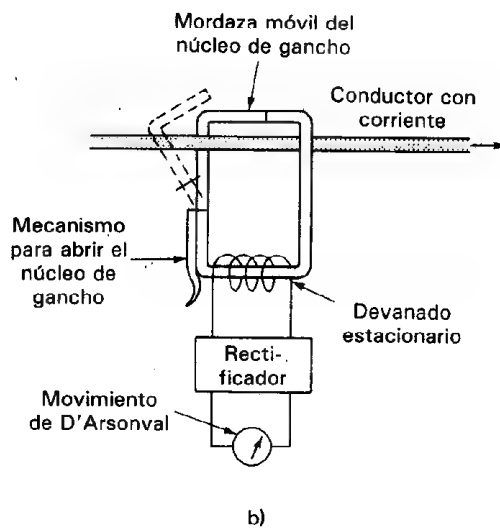
Aunque el amperímetro de gancho es muy cómodo para efectuar mediciones rápidas de voltaje y corriente alternos, está limitado a niveles de corriente bastante altos. El medidor (figura 4-22) puede indicar corrientes desde 1 hasta 999 amperes por cada vuelta del conductor alrededor de una mordaza. Por ejemplo, si se colocan las mordazas alrededor de un conductor, como se muestra en la figura 4-22, el medidor indicará los amperes que pasan a través del conductor. Sin embargo, si el conductor se enrolla cinco veces alrededor de la mordaza, el medidor indicará cinco veces la corriente que pasa a través del conductor. El dar vueltas con el conductor alrededor de la mordaza es análogo a aumentar el número de vueltas de un transformador. Con cinco vueltas enrolladas en una mordaza, una corriente de tan sólo 400 mA se indicaría como de 2 amperes.

Electrómetros

Los *electrómetros* son voltímetros de corriente directa que tienen impedancias de entrada extremadamente altas (hasta de $10^{16} \Omega$). Estas impedancias de entradas tan altas son una propiedad necesaria de los voltímetros que se emplean para mediciones de voltaje en circuitos de muy alta impedancia. (Recuérdese que un voltímetro debe tener una impedancia de entrada de al menos 100 veces la impedancia del circuito que se esté midiendo para mantener los errores de carga a menos de 1 por ciento.) Una aplicación de esos voltímetros, en donde su alta impedancia es una necesidad, es la medición del pH (potencial hidrógeno, medida de la concentración de iones hidró-



a)



b)

Figura 4-22 a) Ampérmetro de gancho (Cortesía de Amprobe Instrument); b) diagrama esquemático del ampérmetro de gancho.

geno) de una solución de sustancias químicas. En los medidores de pH, se deben medir voltajes de unos 50 mV entre las paredes de un tubo de vidrio. Esas paredes tienen resistencias de 500 M Ω o mayores. Por lo tanto, se necesita un voltmetro con impedancia de entrada de $5 \times 10^{10} \Omega$ o más para medir con exactitud esos voltajes. (La impedancia de entrada de 10 M Ω de los multímetros estándar sería demasiado pe-

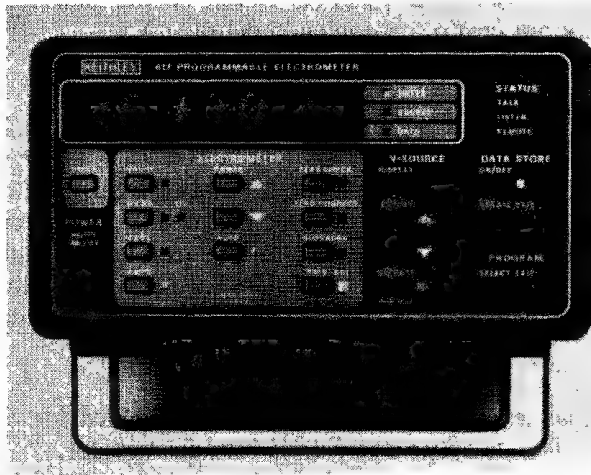


Figura 4-23 Electrómetro. (Cortesía de Keithley Instruments, Inc.)

queña para efectuar con exactitud esa medición.) En otra aplicación, la débil salida de corriente de los fototubos se alimenta a través de resistencias con valor muy alto para que se pueda generar una caída de voltaje de magnitud medible. Los voltajes a través de esas resistencias se deben medir con instrumentos de impedancia de entrada muy alta. Una tercera aplicación es la medición de la fuga de corriente en los capacitores.

Los electrómetros están diseñados para llevar a cabo esas y otras aplicaciones que necesitan de instrumentos de alta impedancia de entrada. También pueden funcionar como detectores de corriente y de carga eléctrica de máxima sensibilidad. Algunos electrómetros pueden detectar corrientes de 10^{-16} A o menores y medir cargas tan bajas como 5×10^{-16} C. La figura 4-23 es una fotografía de un electrómetro comercial.

El electrómetro tiene estas características porque contiene circuitos y materiales diseñados especialmente. Hay varios tipos de dispositivos que se emplean para construir electrómetros, dependiendo de la aplicación específica del electrómetro. Estos dispositivos comprenden los MOSFETS (transistores de óxidos metálicos de efecto de campo), tubos electrómetros y capacitores vibratorios.

Los electrómetros no presentan problemas de corrimiento, al menos no tanto como los microvóltmetros, debido a que sus escalas más pequeñas están en el rango de los milivolts. Un electrómetro típico se puede especificar con corrimiento menor a 2 m V/h. Sin embargo, el aislamiento para electrómetros debe ser extremadamente bueno para que las fugas y la captación de cargas parásitas no contaminen sus mediciones.

Nanoampérmetros y Picoampérmetros

Los nanoampérmetros y picoampérmetros son medidores especialmente diseñados para medir niveles muy bajos de corriente. Un microvóltmetro mide la caída de voltaje a través de una resistencia en paralelo o shunt y la indicación del vóltmetro se calibra para indicar la corriente en lugar del voltaje. Se pueden conseguir medidores

que pueden determinar corrientes tan bajas como 0.3 pA (3×10^{-13} A) con toda escala y con exactitud entre ± 2 a ± 4 por ciento (dependiendo del rango).

COMO EMPLEAR LOS MEDIDORES BASICOS

1. Los amperímetros siempre se conectan en serie con la rama cuya corriente se ha de medir y nunca en paralelo. Se puede destruir el amperímetro si se conecta en paralelo por equivocación. Su baja resistencia puede permitir que pase la suficiente corriente en el medidor para quemarlo. Los *vóltmetros* siempre se conectan en paralelo a la porción del circuito cuya caída de voltaje se desea medir.

2. Asegúrese que la aguja esté siempre en cero antes de conectar un medidor. Si no indica cero, ajústese con el tornillo de ajuste a cero en la cara del medidor.

3. No maneje los medidores con rudeza. El eje y sus cojinetes se dañan fácilmente por golpes violentos o vibración.

4. Para proteger el movimiento del medidor, cuando se tienen rangos múltiples, inicie todas las mediciones de cantidades desconocidas ajustando al instrumento en su escala mayor. Tómese como indicación final la deflexión que quede más cerca del valor de escala completa. Esta indicación final será el valor más exacto.

5. Descánsense los medidores portátiles sobre sus partes traseras. Esto ayudará a evitar que se volteen y se dañen.

6. Se deben corregir las lecturas para todo efecto de carga originado por la presencia del medidor en el circuito (consúltese las secciones sobre los vóltmetros y amperímetros de cd para la descripción de la carga).

7. Para dar lecturas escala arriba, se deben conectar los medidores de cd de modo que las terminales del medidor estén unidas a los puntos en el circuito de prueba cuyas polaridades sean iguales. Las conexiones de polaridad invertida pueden conducir a daños del movimiento a causa del golpe del puntero contra el tope de reversa.

8. Los medidores de ca —de aleta de hierro, electrodinamómetros, y los electrostáticos— pueden conectarse sin tomar en cuenta la polaridad.

9. Manténganse los medidores (en especial los de aleta de hierro y los de dinamómetro) alejados de conductores con mucha corriente. Los campos magnéticos asociados con las corrientes pueden interferir con los campos magnéticos del movimiento del medidor e introducir errores.

10. Para los multímetros: a) Cuando no se usen, téngase siempre el selector de función en las escalas de alto voltaje de cd. Esto evita que se descargue la batería si ocurre un corto accidental entre las puntas. También protege al circuito rectificador contra conexiones accidentales como una fuente de cd. b) Verifíquese la batería o pila para asegurarse que esté trabajando con un voltaje mayor que el mínimo permitido. c) Utilícese cada una de las funciones del medidor tal como si se empleara un instrumento especial únicamente. d) Si el óhmetro no se puede llevar a cero cuando las puntas de prueba estén en corto, se le debe cambiar la batería.

11. Los medidores se deben calibrar una vez al año de conformidad con las especificaciones del fabricante. Adhiérase una etiqueta de calibración al medidor en donde aparezca la fecha en la que se hizo la última calibración.

ERRORES DE MEDIDORES

1. Error de escala. Marcas inexactas en la escala durante la calibración o la fabricación. Son igualmente probables en toda la escala.

2. Error de cerro. Omisión de ajuste a cero antes de efectuarse las mediciones.

3. Error de paralaje. Originado por no tener la línea de visión exactamente perpendicular a la escala de medida. Se puede eliminar algo con un espejo bajo la escala o la aguja.

4. Error de fricción. Si está dañado o gastado el cojinete, su fricción puede evitar que la aguja indique un valor verdadero. Se puede eliminar algo golpeando suavemente al medidor cuando se hace una medición.

5. Efectos de temperatura sobre los imanes, resortes y resistencias internas. Estos errores son proporcionales al por ciento de deflexión.

6. Error originado por desalineación entre el eje y la bobina en el cojinete; se reduce manteniendo al eje en posición vertical.

7. Aguja doblada o aguja rozando contra la escala.

8. Baja exactitud. Si se dice que un medidor es exacto hasta determinado porcentaje, estos generalmente se refiere a la lectura de escala completa. Para las lecturas menores, el porcentaje real de error puede ser mucho mayor. Esto se aplica sólo a los medidores analógicos.

Ejemplo 4-7

Si un medidor tiene una exactitud de 2 por ciento de su escala de 100 mA, toda lectura

estará garantizada dentro de ± 2 mA. Así, si se emplea esa escala para medir 20 mA, la lectura puede estar equivocada por ± 2 mA, o el 10 por ciento de su valor verdadero. Para hacer mínimo ese error, 1) tómese siempre en cuenta la indicación más cercana a la escala completa como indicación final y 2) asegúrese que el medidor esté calibrado correctamente.

9. Error de efecto de carga debido a la utilización de un instrumento no ideal en un circuito. Se puede calcular la perturbación del circuito por el instrumento y se puede compensar en la indicación, si no se dispone de un medidor con menos efecto de carga.

10. Errores específicos asociados con los principios de operación y el diseño de un medidor en particular. Ejemplos de ellos son los efectos de histéresis en los movimientos de aleta móvil de hierro o errores de forma de onda en instrumentos de indicación de valores rms para ca. La magnitud de esos errores se calcula a partir del conocimiento del medidor y de su funcionamiento.

11. *Error de ruido en modo común.* Como se describe en el capítulo 16, el ruido en modo común puede originar errores serios en muchos sistemas de medición electrónica. Los ejemplos 16-2 y 16-3 muestran cómo aparece el ruido de modo común en la entrada de un voltmetro y cómo se pueden reducir sus efectos mediante el empleo de protección a la entrada.

PROBLEMAS

- Explíquese, describiendo los efectos sobre los medidores y sobre los circuitos que se está midiendo, por qué nunca se debe conectar un voltmetro en serie o un ampermetro en paralelo con el circuito que se está midiendo.
- Si un movimiento de D'Arsonval es de 5 mA y $60\ \Omega$, ¿cuál es la corriente máxima del movimiento?
- ¿Qué funciones realizan los resortes de torsión en el movimiento de D'Arsonval?
- Un movimiento de D'Arsonval tiene una bobina con 50 vueltas con dimensiones de $l = 3$ cm y $r = 1$ cm. El imán permanente del movimiento suministra una densidad de flujo uniforme de 0.4 Wb/m^2 . Si la corriente de escala completa del movimiento es 2 mA, calcúlese el par (en libras) que se ejerce en la bobina.
- Si un movimiento de 10 mA tiene una resistencia interna de $4\ \Omega$ calcúlese la resistencia shunt necesaria para aumentar su rango a
 - 100 mA
 - 200 mA
- Diséñese un ampermetro de rangos múltiples que mida de 0-10 mA, 0-100 mA y 0-1500 mA, utilizando un movimiento de 1 mA cuya resistencia interna es de $50\ \Omega$ (es decir, muéstrase el diagrama del circuito del medidor que se haya diseñado).
- ¿Por qué se emplea un interruptor de "cierre antes de corte" en los amperímetros de rangos múltiples?

8. Si se coloca un movimiento de 1 mA y $50\ \Omega$ en la rama de un circuito cuya resistencia es de $600\ \Omega$, calcúlese el error en los valores indicados de corriente originados por la introducción del medidor. Si el movimiento se adapta para convertirse en un amperímetro cuyo rango de escala completa es 10 mA, calcúlese el error resultante.
9. Diseñese un voltmetro que use un movimiento de 50 mA y $1500\ \Omega$ y que tenga rangos de 0-5, 0-50 y 0-500 V. ¿Cuál es la sensibilidad del voltmetro? Utilícese un diagrama de circuito para mostrar el instrumento que se haya diseñado.
10. Si un voltmetro tiene el mismo movimiento que el medidor que se empleó en el problema 6, ¿cuál es la resistencia de entrada del instrumento en las siguientes escalas?
 - a) 5 V
 - b) 500 V
11. Un voltmetro típico de tubo de vacío tiene una resistencia de entrada de $11\ \text{M}\Omega$. Si se usara un movimiento de D'Arsonval para construir un voltmetro, ¿qué sensibilidad debería tener el movimiento si el instrumento tuviera la misma resistencia de entrada que el instrumento de tubo de vacío si se emplea en su escala 0 a 10 V?
12. Si un voltmetro de 0 a 100 V tiene una exactitud de 1 por ciento del valor de la escala completa, ¿entre qué límites puede estar el voltaje verdadero cuando el medidor indica 12 V? ¿Cuál es el rango de error en esa indicación?
13. Se conectan en serie dos resistencias cuyos valores son de $12,000\ \Omega$ y $6,000\ \Omega$ entre los bornes de una fuente de voltaje de 100 V. Se emplea un voltmetro con sensibilidad de $1000\ \Omega/\text{V}$ para medir el voltaje a través de la resistencia de $12,000\ \Omega$. Calcúlese el error en el voltaje medido, originado por el efecto de carga del voltmetro en el circuito.
14. ¿Cuál será la acción de un movimiento de D'Arsonval con el cero al centro de la escala, si se emplea para hacer mediciones en los siguientes circuitos de ca?
 - a) Circuito energizado con una fuente de voltaje senoidal de 60 Hz.
 - b) Con una fuente no periódica que varía lentamente (menos que 5 Hz).
15. Si un amperímetro de dinamómetro responde a i^2 y un amperímetro de rectificador a I_{prom} explíquese cómo pueden usarse ambos tipos de amperímetro para indicar los valores rms de las corrientes.
16. Predíganse las lecturas de a) un amperímetro de dinamómetro y b) un amperímetro de rectificador si se aplica al medidor la forma de onda que muestra la figura P4-1 a).

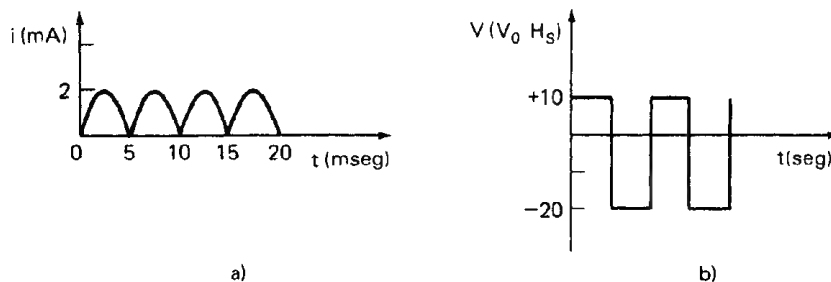


Figura P4-1

17. Repítase el problema 16 para la forma de onda que se muestra la figura P4-1 b).
18. Si un amperímetro de termopar indica 10A a escala completa, ¿cuál será la corriente que pasa por el medidor cuando la deflexión de su aguja es la mitad de la escala completa?

19. ¿Cuál es la diferencia entre un movimiento de banda tensa y el movimiento de un medidor convencional?

REFERENCIAS

1. Rider, J.F., y Prensky, S.D., *Cómo Emplear los Medidores*, 2a. ed. New York: John F. Rider, 1960.
2. General Electric, *Manual de Instrumentos Eléctricos*, 1958.
3. Stout, M.B., *Mediciones Eléctricas Básicas*, 2a. ed. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1960.
4. Cooper, W. D., *Instrumentación Electrónica y Técnicas de Medición*, Caps. 4 y 5. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1978.
5. Coombs, C., ed., *Manual Básico de Instrumentos Electrónicos*, Caps. 20 a 23, New York: McGraw Hill, 1972.
6. Kaufman, M., y Seidman, A., *Manual de Cálculos Electrónicos*, p. 28-28. New York: McGraw-Hill, 1979.

Medidores Electrónicos Digitales

El medidor electrónico digital (abreviado DVM para voltmetro digital o DMM para multímetro digital) indica la cantidad que se está midiendo en una pantalla numérica en lugar de la aguja y la escala que se emplea en los medidores analógicos (figura 5-1). La lectura numérica le da a los medidores electrónicos digitales las siguientes ventajas sobre los instrumentos analógicos en muchas aplicaciones:

1. Las exactitudes de los voltmetros electrónicos digitales DVM son mucho mayores que las de los medidores analógicos. Por ejemplo, la mejor exactitud de los medidores analógicos es de aproximadamente 0.5 por ciento mientras que la exactitud de los voltmetros digitales puede ser de 0.005 por ciento o mejor. Aun los DVM y DMM más sencillos tienen exactitudes de al menos ± 0.1 por ciento.

2. Para cada lectura hecha con el DVM se proporciona un número definido. Esto significa que dos observadores cualquiera siempre verán el mismo valor. Como resultado de ello, se eliminan errores humanos como el paralaje o equivocaciones en la lectura.

3. La lectura numérica aumenta la velocidad de captación del resultado y hace menos tediosa la tarea de tomar las mediciones. Esto puede ser una consideración importante en situaciones donde se deben hacer un gran número de lecturas.

4. La repetibilidad (precisión) de los voltmetros digitales DVM es mayor cuando se aumenta el número de dígitos desplegados. El voltmetro digital DVM también

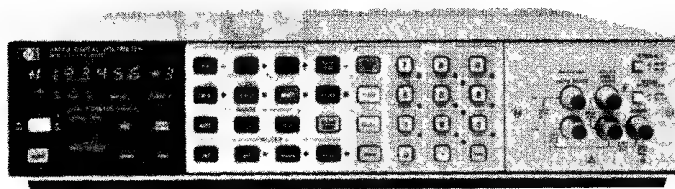


Figura 5-1 Voltmetro digital. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

puede contener un control de rango automático y polaridad automáticos que lo protejan contra sobrecargas o de polaridad invertida.

5. La salida del voltmetro digital DVM se puede alimentar directamente a registradores (impresoras o perforadores de cinta) donde se haga un registro permanente de las lecturas. Esos datos registrados están en forma adecuada para ser procesados mediante computadoras digitales. Con la llegada de los circuitos integrados (CI), se ha reducido el costo de los voltmetros digitales hasta el punto en que algunos modelos sencillos tienen hoy precios competitivos con los medidores electrónicos analógicos convencionales.

Este es momento propicio para describir el " $\frac{1}{2}$ " dígito en las especificaciones de los voltmetros y multímetros digitales, que se refiere a $3\frac{1}{2}$ dígito, $4\frac{1}{2}$ dígito, etc. ¿Qué significa un " $\frac{1}{2}$ " dígito? Si una pantalla del voltmetro digital muestra un " $\frac{1}{2}$ " dígito, esto significa que el dígito más significativo de la pantalla del DVM/DMM sólo puede ser un "0" o un "1", mientras que los demás dígitos pueden ser de "0" a "9". El " $\frac{1}{2}$ " dígito sólo se encenderá si se rebasa el rango básico del instrumento en menos de 100 por ciento. Por ejemplo, si un voltmetro digital de $3\frac{1}{2}$ dígitos se ajusta a su rango de 1.0 V y se le aplica un voltaje de 1.536 V, la pantalla mostrará 1.536 V aun cuando el rango de la pantalla de 1.0 V (0.999 V) se haya rebasado. Un voltmetro digital de tres dígitos sólo podría marcar 0.999 V en respuesta a la misma señal. (En el capítulo 2, se proporciona información adicional.)

La parte primordial de los DVM y DMM es el circuito que convierte las señales analógicas medidas en la forma digital. Estos circuitos de conversión se llaman convertidores *analógicos a digitales* (A/D). Por lo tanto, en este capítulo, además de describirse las características de los voltmetros y multímetros digitales, también se describirán las de los convertidores A/D más usados. También se verán los circuitos que convierten a las señales digitales en forma analógica, que son los convertidores digitales a analógicos (D/A). Por último, se examinarán los circuitos y dispositivos que se emplean en los medidores digitales para *desplegar* la información de la medición.

Para explicar la operación de los convertidores A/D y D/A, será necesario hacer referencias ocasionales a dispositivos y circuitos que se tratan en otros capítulos. Por lo tanto, si el lector desea información adicional sobre estos dispositivos, debe

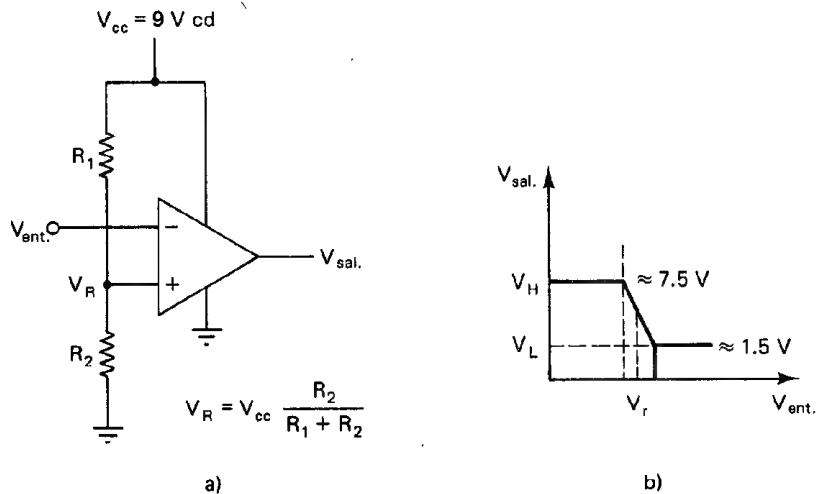


Figura 5-2 Comparador.

consultar los capítulos correspondientes (p. ej., para relojes, el capítulo 1 y para integradores el capítulo 15).

Todos los convertidores A/D emplean uno o más *comparadores* como parte del proceso de digitalización. Un comparador es un dispositivo cuya señal de salida indica si un voltaje de entrada, $V_{ent.}$ es mayor o menor que un voltaje de referencia V_r (figura 5-2). Esto es, si $V_{ent.}$ en la figura 5-2 es menor que V_r , la salida del comparador es V_H como se muestra en la figura 5-2 b). Si $V_{ent.}$ es mayor que V_r , la salida es V_L . Entonces, la salida de un comparador se encuentra en uno de dos estados, V_L o V_H . Esto significa que se obtiene una salida digital a partir de una entrada analógica. La salida depende del voltaje de la fuente de alimentación o batería ya que los comparadores se operan en el modo saturado. Si se emplea un amplificador operacional típico como comparador, su salida sólo llegará hasta 1.5 volts de los extremos del voltaje de la fuente de alimentación (*rieles* de la fuente de alimentación). Por ejemplo, si se usan la tierra y una batería de 9 volts (9 vcd) como fuente de alimentación de un solo comparador de amplificador operacional, el V_H será de aproximadamente 7.5 vcd, y V_L será de aproximadamente 1.5 vcd. Sin embargo, se pueden conseguir comparadores especiales que permiten que el voltaje de salida V_H y el V_L oscilen dentro de un rango de milivolts con respecto al riel de la fuente de alimentación.

CONVERTIDORES DIGITALES A ANALOGICOS

Como lo indica el nombre, los convertidores digital a analógico (DAC) (iniciales de las palabras en inglés) son circuitos que convierten las señales digitales en cantidades eléctricas analógicas relacionadas en forma directa con el número de entrada codificado digitalmente. Se describirá el funcionamiento de los DAC antes de abordar a

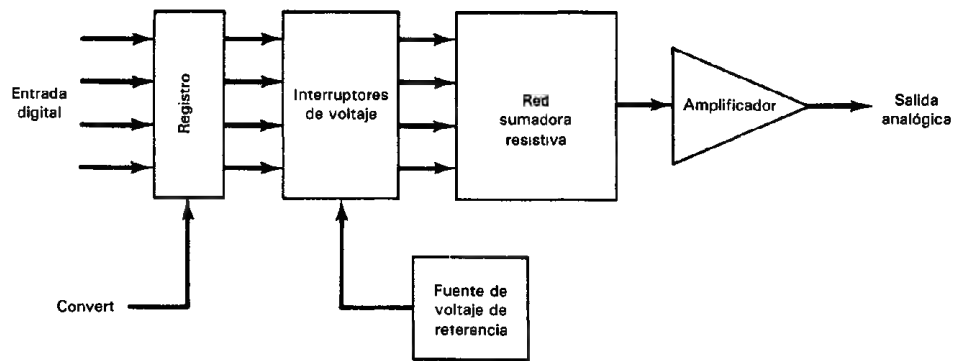


Figura 5-3 Diagrama de bloques de un convertidor digital a analógico básico (DAC)

los convertidores analógico a digital (ADC), debido a que los DAC son componentes clave para la mayor parte de los convertidores A/D. Los DAC también se emplean en muchas otras aplicaciones, incluyendo los sistemas de presentación con tubos de rayos catódicos, sintetizadores de voz, sistemas de pruebas automáticas y actuadores de control de proceso. Además, son dispositivos que ayudan a que las computadoras se comuniquen con el mundo analógico. Por ejemplo, la señal de salida digital de una computadora de procesos no se puede emplear en forma directa para hacer funcionar una válvula de control de flujo de gas a un horno. La mayoría de las válvulas comerciales se diseñan para operar con una señal de corriente analógica de 4 a 20 mA (véase el capítulo 18). A 4 mA la válvula está cerrada y a 20 mA está completamente abierta.

Los convertidores D/A pueden efectuar sus conversiones en forma paralela o en serie. La decisión de emplear convertidores D/A en serie o en paralelo se basa en el empleo final. Por ejemplo, los sistemas de proyectiles militares y la instrumentación moderna (como los osciloscopios de almacenamiento digital) por lo común necesitan de la alta velocidad de la operación en paralelo. Las aplicaciones del control de proceso (como el llenado de frascos con pastillas) se puede efectuar en forma lenta o en serie. En general, se considera muy lento un tiempo de conversión de 1 milisegundo desde el punto de vista de sistemas electrónicos militares, pero muy rápido para un proceso industrial típico. Como la cantidad de entrada al convertidor D/A es un número digital, todas las técnicas de conversión convierten al número en un número correspondiente de unidades de corriente (lo más usual), voltaje o carga, para sumar después esas unidades con un circuito sumador analógico.

En la figura 5-3 se muestra un diagrama de bloques de un circuito básico de conversión de digital a analógico. El número digital a la entrada que se va a convertir, se alimenta al *registro de entrada* del convertidor D/A al recibir un comando externo CONVERT. (El registro está diseñado para aceptar una entrada digital sólo durante la duración del comando CONVERT. Después de la adquisición, el registrador mantiene constante ese número digital hasta que se reciba otro comando CON-

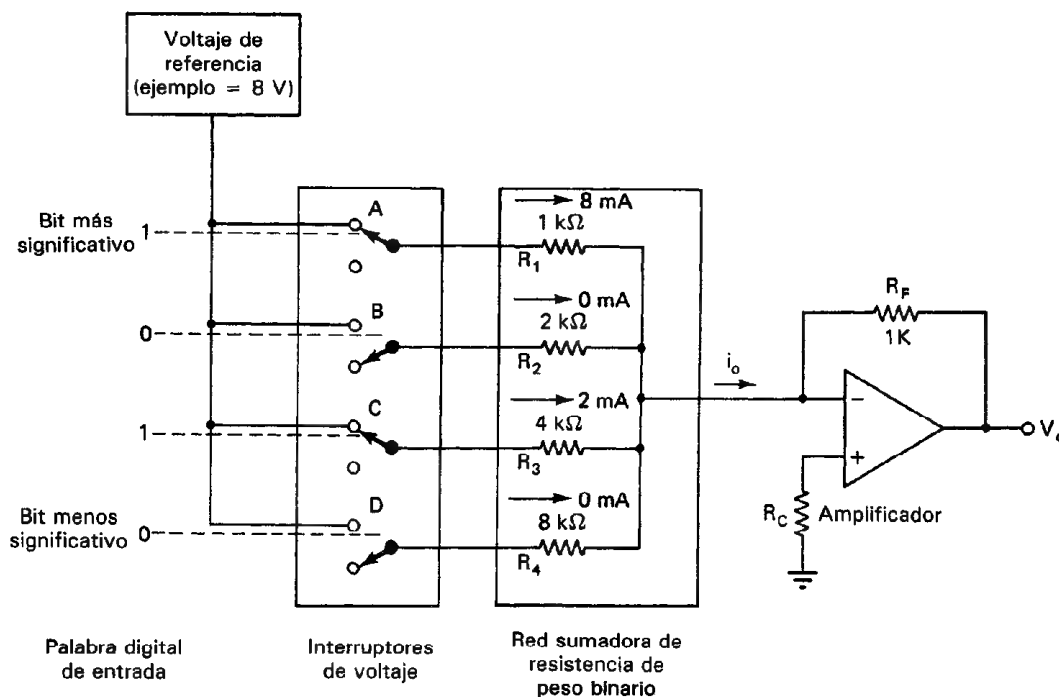


Figura 5-4 DAC de resistencia de peso binario (convertidor digital a analógico de 4 bits con palabra digital 1010 que hace que i_o sea 10 mA).

VERT.) Las salidas del registro alimentan al número digital de entrada a interruptores de voltaje que dan una de dos salidas posibles, 0 volts o el valor de la fuente de voltaje de precisión utilizada como referencia. Así, esos interruptores son el equivalente a un interruptor ordinario de un polo y doble tiro (por lo común en la forma de interruptores transistorizados) controlado mediante las señales binarias que manda el registro. Los interruptores dan acceso a una red sumadora resistiva (sobre la cual se darán más detalles en las secciones siguientes) que convierte cada bit en su valor pesado de corriente y a continuación los suma obteniendo una corriente total. El valor total se alimenta entonces a un amplificador que efectúa dos funciones: conversión de corriente a voltaje y escalamiento de la salida.

Los dos tipos de redes sumadoras resistivas más comunes son la de resistencia pesada binaria y la de escalera (o $R - 2R$).

Redes Sumadoras Resistivas de Peso Binario

Estas redes (figura 5-4) se emplean en los convertidores digital a analógico menos complejos, pero son difíciles de fabricar debido a las resistencias especiales y al valor ideal de la resistencia R_c compensadora de desviación, que es distinto para cada pala-

bra digital. La magnitud de la corriente proporcional al valor de cada bit en la palabra digital de entrada se genera mediante el voltaje de referencia, V_{REF} , dividido entre la resistencia de peso de precisión, R_n , o $I_n = V_{REF}/R_n$. El peso de las resistencias es el correspondiente al código binario directo (8, 4, 2, 1 para un convertidor D/A de 4 bits), teniendo el bit más significativo en un convertidor de 4 bits, una resistencia con un peso de un octavo del valor de la resistencia del bit menos significativo. Por ejemplo, si el convertidor de la figura 5-4 tuviera una señal de entrada de 0000, los interruptores ABCD estarían todos abiertos y la salida del convertidor sería 0 mA. Si la palabra digital de entrada es 1010 (como es el caso de la figura 5-4), la salida sería $8 + 0 + 2 + 0 = 10$ mA. Debido a que no fluye corriente en ninguna de las dos entradas de un amplificador ideal, toda la corriente pasa a través de la resistencia de realimentación R_F produciendo una salida de -10 volts. Para simplificar el análisis, supóngase que ambas terminales de entrada están al mismo potencial. La terminal positiva está a una tierra virtual, porque no pasa corriente a través de R_c .

Para los convertidores D/A de resistencia pesada binaria con más bits de resolución, se ve que se requieren mayores rangos de valores de resistencia a medida que aumenta el número de bits (p. ej., para un convertidor de 8 bits como el que muestra la figura 5-4, la resistencia del bit menos significativo necesitaría ser de 128 k Ω y para uno de 12 bit se necesitarían 2.096 M Ω . El amplio rango de valores de resistencia limita seriamente la utilidad de los circuitos de resistencia de peso binario. Esto se debe a que las tolerancias de las resistencias que deben existir para que los convertidores logren conversiones exactas son difíciles de mantener a lo largo de amplios rangos de valores de resistencia. Además, las necesidades de potencia varían inversamente al valor de la resistencia. En un circuito convertidor D/A de 4 bits, esto significa que si se emplea una resistencia de $\frac{1}{8}$ W para el bit menos significativo, se necesitará una de 1 W para el bit más significativo. Por ejemplo, supóngase que en la figura 5-4 se usa una resistencia de 1 por ciento para R_1 (es decir, R_1 es 1000 ohms). Para la misma exactitud en la salida, la exactitud de R_4 debe ser de 0.125 por ciento. Surge otra dificultad del hecho de que los valores de resistencia no son estándar. Esto requiere que todas las resistencias se recorten con láser en un circuito integrado.

Redes Sumadoras Resistivas en Escalera

La red sumadora resistiva en escalera supera en gran parte los problemas de los tipos resistivos de peso binario. El circuito resistivo en escalera (al que también se le conoce como escalera $R-2R$) se muestra en las figuras 5-5 y 5-6. Nótese que sólo se necesitan dos valores de resistencia, lo que hace ideal a este circuito para fabricación de circuitos integrados. La magnitud de la resistencia se ajusta según las características de entrada del amplificador.

Para explicar la operación de este circuito, se analizará usando el Teorema de Superposición. Esto se hace suponiendo que una señal de entrada (V_{REF} , véase la figura 5-6) sólo se aplica a una entrada a la vez y todas las demás entradas están en cero.

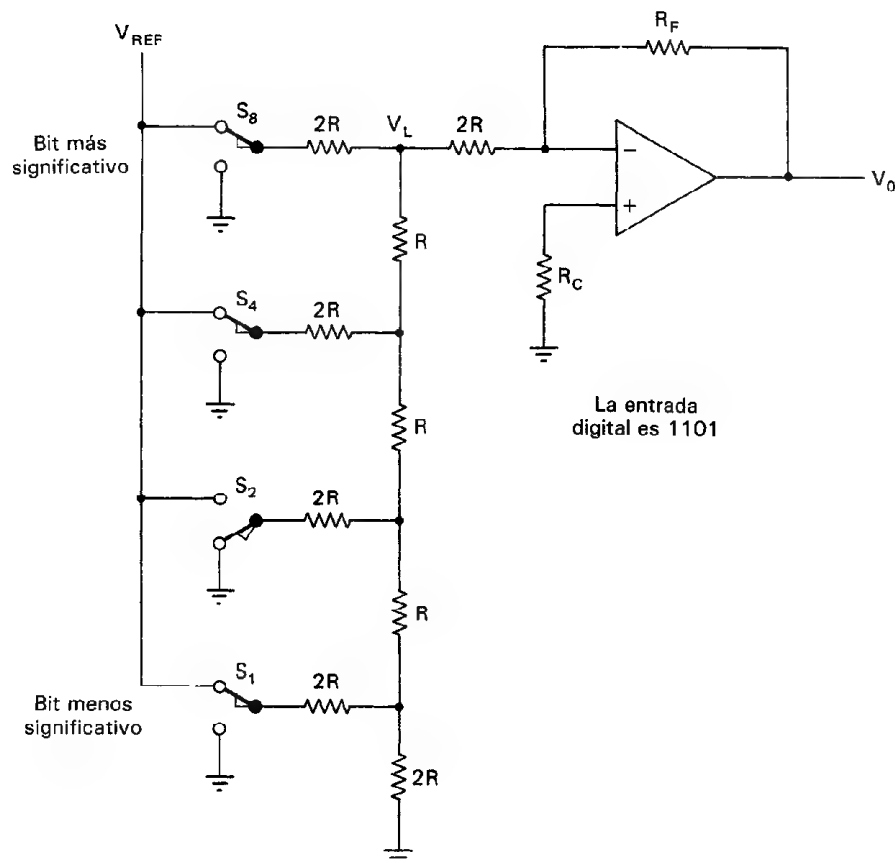


Figura 5-5 Convertidor digital a analógico de escalera $R-2R$.

Entonces se determina la corriente de salida cuando se aplica cada una de esas entradas individuales. Por último, se suman todas las salidas para obtener la salida total.

Con este método, considérese una corriente que pasa en cualquiera de las entradas aisladas. Cuando la corriente alcanza un nodo, se divide en dos, porque en ambas ramas se tiene una resistencia de $2R$. Como resultado de ello, la corriente que entra a cualquier nodo se divide por igual al dejarlo. Esto se muestra en la figura 5-6 b). La corriente que pasa por la resistencia de realimentación R_F debida al bit menos significativo es $\frac{1}{8}$ de la corriente debida al bit más significativo. Se pueden fabricar convertidores analógicos a digitales de 12 y de 16 bits con esta técnica. Sin embargo, la estabilidad de la fuente de poder y el ruido vienen a jugar un papel de primera importancia al aumentar el número de bits. La velocidad del convertidor está limitada por la velocidad de extinción del amplificador.

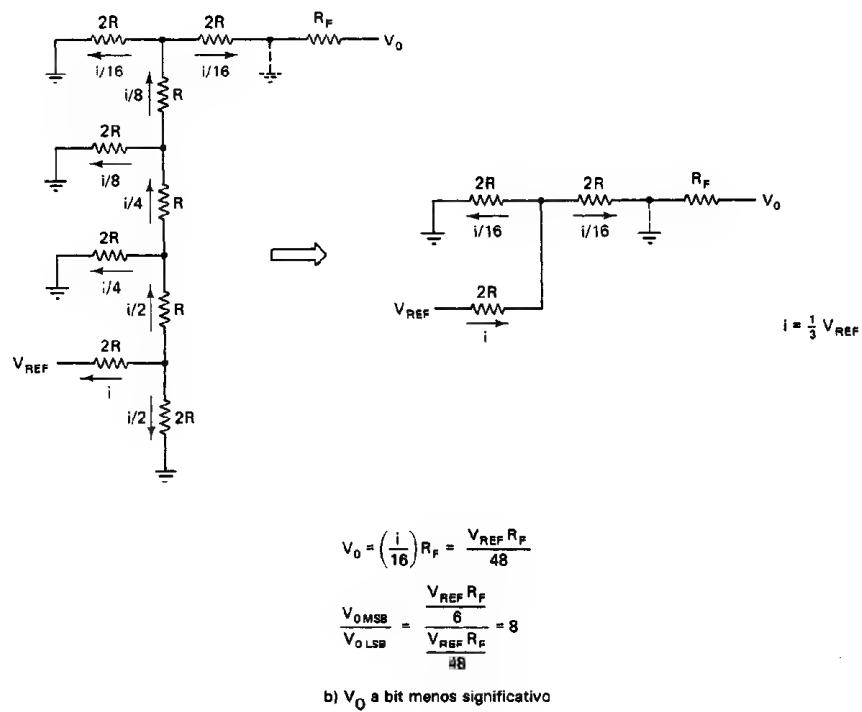
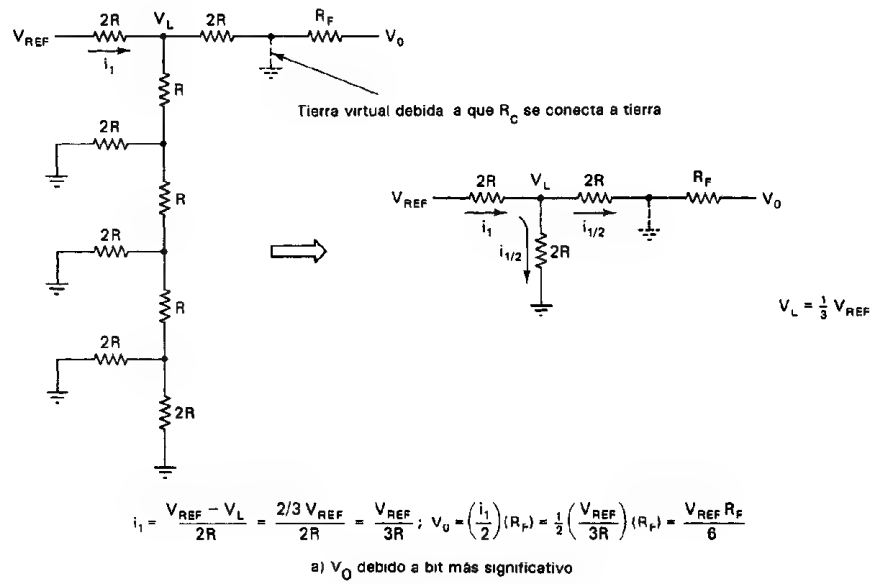


Figura 5-6 Análisis de la red de escalera R - $2R$.

Convertidores D/A Multiplicadores

Las redes sumadoras resistivas en escalera se usan específicamente en los *convertidores D/A tipo multiplicador*. Con estos convertidores, el voltaje de referencia (V_{REF}) se puede variar por todo el rango de $\pm V_{REFMAX}$ y la salida analógica es el producto del voltaje de referencia y la palabra digital de entrada. Es un método para construir un amplificador de ganancia controlada. Un método más versátil emplea un dispositivo de memoria como p. ej. una EPROM como tabla de consulta que convierte una entrada digital a salida digital que se aplica al convertidor $R-2R$. La relación entre las señales digitales de entrada y salida puede ser cualquier relación matemática sencilla o compleja. La raíz cuadrada en las mediciones de flujo sería un ejemplo.

CONVERTIDORES ANALOGICOS A DIGITALES

Se usan un gran número de métodos para convertir señales analógicas a la forma digital. Los que más se emplean en los circuitos convertidores A/D disponibles en el mercado son cinco:

1. Rampa de escalera
2. Aproximaciones sucesivas
3. Doble rampa
4. Voltaje a frecuencia
5. Paralelo (o instantáneo)

1. *Convertidores A/D de rampa de escalera*. Los convertidores más sencillos son de este tipo. En la figura 5-7 aparece un diagrama de bloques de su funcionamiento. Cuando se aplica un comando de *inicio* o *arranque* la lógica de control, el voltaje analógico de entrada se compara con una salida de voltaje de un convertidor D/A. La salida del convertidor D/A comienza en cero y se incrementa en un bit menos significativo con cada pulso del reloj, como se muestra en la figura 5-7. Siempre que V_{ent} sea mayor que el voltaje de salida del convertidor D/A, el comparador producirá una señal de salida que continúa permitiendo que los pulsos del reloj se alimenten al contador. Sin embargo, cuando el voltaje de salida de ese convertidor es mayor que V_{ent} , la salida del comparador cambia y esta acción evita que los pulsos del reloj lleguen al contador. El estado del contador en ese instante representa el valor de V_{ent} en forma digital. La desventaja de este tipo de convertidor es que, no obstante su simplicidad, es bastante lento y el tiempo de conversión depende de la amplitud de V_{ent} . Por ejemplo, si se usa un reloj de 5 MHz y se necesita una salida de 10 bits, se necesitan 0.2 ms para la conversión de una entrada de escala completa. El error máximo de la salida del convertidor de rampa de escalera corresponde a un incremento de contador de un bit menos significativo.

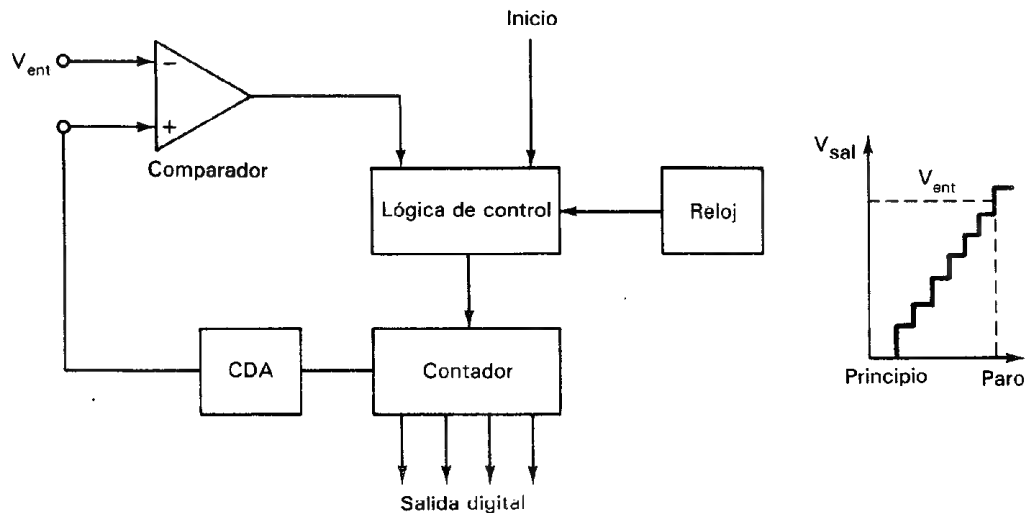


Figura 5-7 Diagrama de bloques del convertidor analógico a digital en rampa de escalera.

2. Convertidores A/D de aproximaciones sucesivas. Se utilizan ampliamente debido a su combinación de alta resolución y velocidad (es decir, pueden efectuar conversiones entre 1 y 50 μs en lugar de los milisegundos necesarios por los convertidores de rampa de escalera, doble rampa y voltaje a frecuencia). Sin embargo, son más caros que los más lentos.

En la figura 5-8 se muestra un diagrama de bloques del convertidor de aproximaciones sucesivas. El diagrama se parece muchísimo al de la rampa de escalera, pero la diferencia estriba en la lógica especial del convertidor. En lugar de permitir que el voltaje de referencia del comparador (que proviene de la salida de un convertidor D/A) aumente desde cero pasando por todos los escalones hasta alcanzar a V_{ent} , la lógica de este convertidor prueba varios códigos de salida y los alimenta al convertidor D/A y a un registro de almacenamiento y compara el resultado con V_{ent} a través del comparador.

La operación es análoga a la acción de pesar una muestra en una balanza de laboratorio con pesos estándar en una secuencia binaria, como 1, $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{8}$, . . . , $1/n$ kg. El procedimiento correcto es comenzar con el mayor peso estándar y proseguir en orden hasta el menor. La muestra se coloca en un platillo y el peso mayor se coloca en el otro; si la balanza no se inclina, se deja el peso, y se coloca el siguiente con menor peso. Si la balanza se inclina, se quita el peso mayor y se agrega el siguiente menos pesado. Se usa el mismo procedimiento para el siguiente valor menos pesado y así se prosigue hasta el menor. Después de que se ha probado el enésimo peso y se ha tomado una decisión, se dan por terminadas las mediciones de peso. El total de las pesas que se encuentran en el platillo es la aproximación más cercana al peso de la muestra.

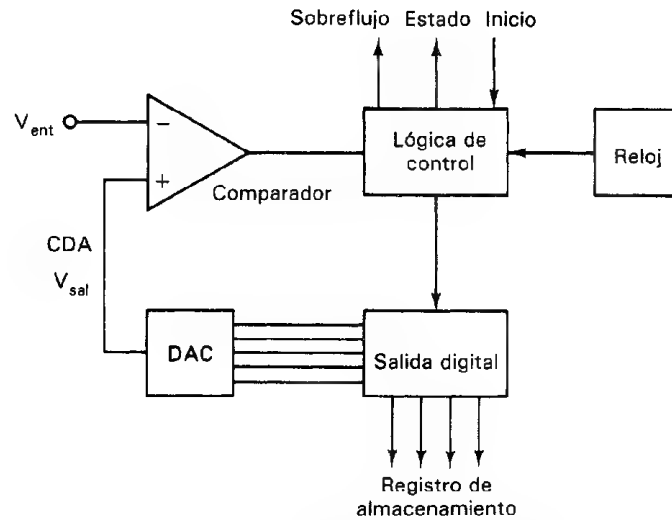


Figura 5-8 Diagrama de bloques de un convertidor analógico a digital de aproximaciones sucesivas.

En el convertidor de aproximaciones sucesivas, se implementa el procedimiento de medición de pesos mediante un convertidor D/A, un comparador, un registro de almacenamiento y una lógica de control. Las entradas del convertidor D/A se ajustan a "0" al comenzar. La lógica de control lleva al dígito más significativo del convertidor a "1" y el comparador prueba la salida resultante del convertidor contra la entrada analógica. El comparador llega a una decisión acerca de si almacenar el bit "1" en el registro correspondiente o almacenar un "0". A continuación el segundo bit del convertidor se lleva a 1 y se hace una segunda decisión. Después de n bits, el registro de almacenamiento contiene todos aquellos bits que se almacenaron como "1" o como "0" y el contenido total será una aproximación digital del voltaje de la señal analógica de entrada. La figura 5-9 muestra el diagrama de sincronización de un convertidor de aproximaciones sucesivas al llevar a cabo su exploración.

El tiempo de conversión en los convertidores de aproximaciones sucesivas es constante y lo da la ecuación $T_{\text{convert}} = n/f$, siendo n el número de bits en el convertidor y f la frecuencia del reloj. Así, un convertidor con reloj de 12 MHz puede completar una conversión cada microsegundo. Los convertidores más comunes de 10 y 12 bits tienen tiempos de conversión entre 4 y 30 μs y su precio es moderado.

Sin embargo, un requisito muy importante de estos convertidores es que el voltaje de entrada permanezca constante durante el tiempo de conversión. Si no lo es, pueden surgir errores durante los periodos de prueba y la salida puede ser muy inexacta. En el capítulo 17 se presenta una descripción del uso de circuito de muestreo y retención para introducir y mantener constante el voltaje que se está convirtiendo en el convertidor.

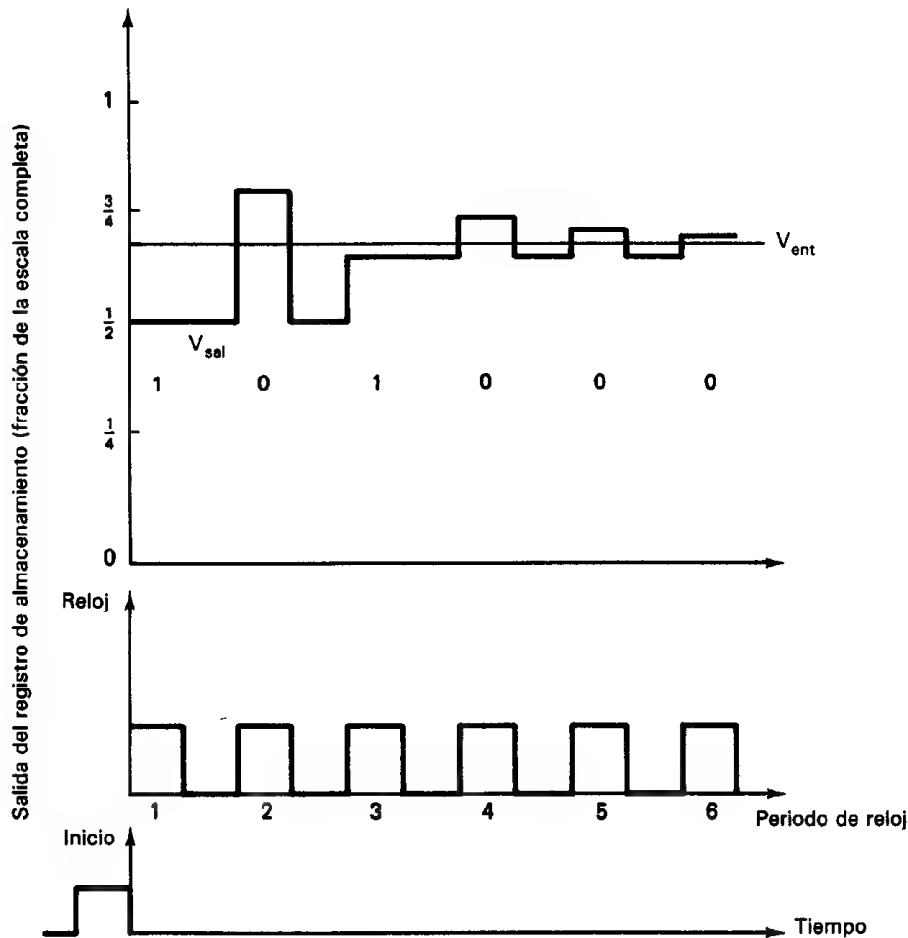


Figura 5-9 Diagramas de sincronización de una búsqueda de aproximaciones sucesivas en un convertidor de 6 bits.

3. Convertidores A/D de doble rampa. Se emplean ampliamente en aplicaciones en donde la mayor importancia estriba en la inmunidad al ruido, gran exactitud y economía. Los convertidores de doble rampa pueden suprimir la mayor parte del ruido de la señal de entrada debido a que emplean un integrador para efectuar la conversión. En efecto, el rechazo del ruido puede ser infinito para una frecuencia específica del ruido si el primer periodo de integración del convertidor (T_1 mostrado en la figura 5-10) se iguala al periodo del ruido. Por lo tanto, para rechazar el ruido prevaeciente debido a las líneas de alimentación de 60 Hz, se necesita que T_1 sea de 16.667 ms. Sin embargo, esta ventaja también conduce a tiempos de conversión muy largos (típicamente de 10 a 50 ms). Sin embargo, las ventajas de los convertidores de doble rampa los hacen muy adecuados para aplicaciones en las que no sean necesas-

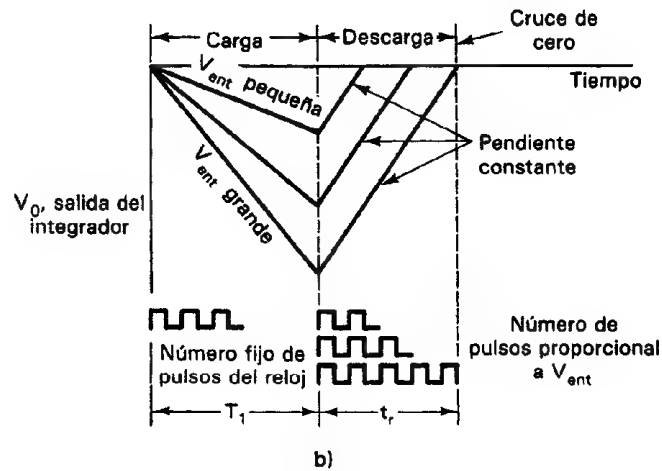
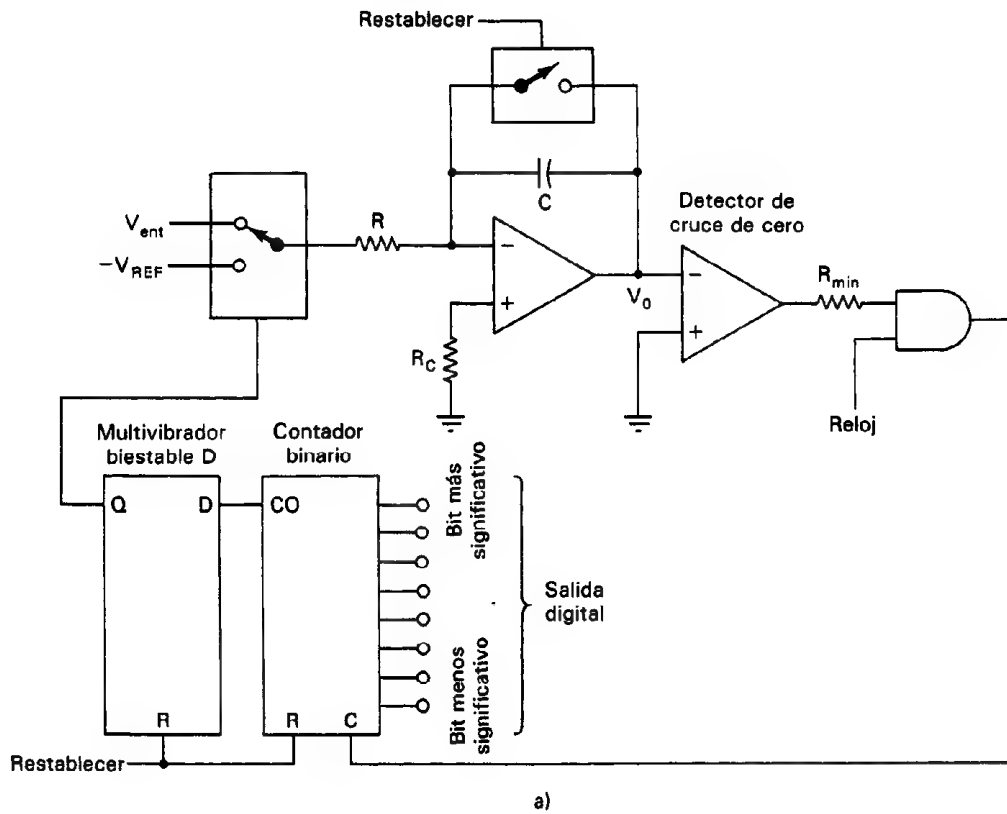


Figura 5-10 Convertidor analógico a digital de doble rampa.

rios tiempos breves de conversión. Se emplean mucho, en especial en aplicaciones de instrumentos de precisión tales como voltímetros digitales.

El voltaje de corriente directa que se va a convertir, V_{ent} , se alimenta a un integrador, que produce una salida en forma de rampa. La señal de rampa comienza en cero y aumenta para un intervalo fijo de tiempo, T_1 , igual a la cuenta máxima del contador multiplicada por la frecuencia del reloj. Un contador de 8 bits operando 1 MHz tendría un T_1 de 8 μs . La pendiente de la rampa es proporcional a la magnitud de V_{ent} . Al término del intervalo T_1 , el bit de transferencia del contador de fluctuaciones hace que el interruptor se mueva a la posición $-V_{\text{REF}}$. En esa posición, una fuente de corriente constante ($-V_{\text{REF}}/R$) comienza a descargar el capacitor C . El contador de fluctuaciones se restablece a cero cuando se tiene un bit de transferencia. El conteo continúa hasta que el interruptor detector de cruce de cero conmuta el estado como resultado de haberse descargado C . Se detiene el contador por el detector y la cuenta resultante es proporcional al voltaje de entrada. En la siguiente deducción es importante observar que t_r es independiente de los valores de R y de C .

$$Q_{\text{CARGANDO}} = Q_{\text{DESCARGANDO}} \quad (5-1)$$

$$\frac{i T_1}{C} - \frac{i t_r}{C}$$

$$\frac{V_{\text{ent}}}{R} T_1 = \frac{V_{\text{REF}}}{R} t_r \quad (5-2)$$

$$V_{\text{ent}} = V_{\text{REF}} \frac{t_r}{T_1} \quad (5-3)$$

4. Convertidor de voltaje a frecuencia. En este tipo de convertidores, el voltaje de cd de entrada se convierte (mediante un convertidor de voltaje a frecuencia) en un conjunto de pulsos cuya velocidad de repetición (o frecuencia) es proporcional a la magnitud del voltaje de alimentación (figura 5-11). Los pulsos se cuentan mediante un contador electrónico en forma semejante al de contar las longitudes de onda con el contador de intervalo de tiempo en el voltímetro digital de doble rampa. Por lo

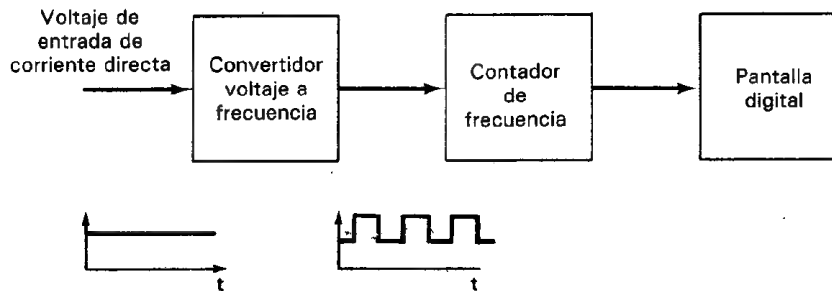


Figura 5-11 Diagrama de bloques de un multímetro digital tipo integrador voltaje a frecuencia.

tanto, la cuenta es proporcional a la magnitud del voltaje de entrada. Como el ruido aleatorio (modo normal) tiende a un valor promedio de cero, este tipo de voltmetro digital puede rechazar el ruido de ca. Esto es, su valor indicado es igual al valor promedio medido durante un intervalo específico de tiempo. Esta posibilidad de rechazo de ruido es la ventaja principal de este tipo de convertidores.

La parte primordial de esos convertidores es el circuito que transforma el voltaje de cd de entrada a un conjunto de pulsos. Se emplea un *integrador* para llevar a cabo esta tarea. Esto es, el voltaje de cd de entrada se integra y la carga se almacena en un capacitor. Cuando el voltaje en el capacitor es mayor que el voltaje de referencia aplicado a un comparador, se usa el comparador para descargar el capacitor integrador a cero y al mismo tiempo disparar un generador de pulsos para emitir un pulso de ancho constante. El pulso se alimenta al contador de frecuencia. Como el voltaje de entrada al integrador todavía está presente, se reinicia el proceso. La pendiente de la curva de integración depende de la magnitud de la señal de entrada. Por lo tanto, el número de pulsos producidos por segundo es directamente proporcional a la amplitud del voltaje de señal a la entrada.

Las frecuencias típicas del convertidor de voltaje a frecuencia (V/F) quedan en el rango de 10 kHz a 1 MHz. El convertidor muy utilizado de 10 kHz necesita un intervalo de compuerta de 0.025 s para una conversión A/D de 8 bits. Como los convertidores de voltaje a frecuencia son baratos y su exactitud es moderada y son resistentes al ruido, son seleccionados con mucha frecuencia para utilizarse medidores de tablero de tres dígitos.

5. Convertidores en paralelo (o instantáneo). Estos convertidores llevan a cabo las más rápidas conversiones A/D. En esta técnica (como ejemplo, un convertidor en paralelo de 3 bits se muestra en la figura 5-12), el voltaje de entrada se alimenta simultáneamente a una entrada de cada uno de los P comparadores. La otra entrada de cada comparador es un voltaje de referencia. Como se muestra en la figura 5-12, el comparador recibe un valor distinto del voltaje de referencia, comenzando en $V_{R_{\max}}$. Empleando el principio del divisor de voltaje y valores iguales de R , el valor del voltaje de referencia V_{R_p} en cada comparador estará dado por

$$V_{R_p} = V_{R_{\max}} \frac{p}{Q} \quad (5-4)$$

siendo

- p = número del comparador (de 1 a P)
- P = número total de comparadores
- Q = número total de resistencias = $P + 1$

Así, el voltaje de entrada se compara de manera simultánea con P valores de voltaje, igualmente espaciados (de 0 a $V_{R_{\max}}$). Las salidas de todos los comparadores en donde $V_{R_p} < V_{\text{ent}}$ tendrán un valor de salida, mientras que todas aquellas en donde $V_{R_p} > V_{\text{ent}}$ tendrán una salida igual a V_H . Esta información se alimenta a un circuito codificador que es funcionalmente semejante a un codificador de prioridad Texas Instru-

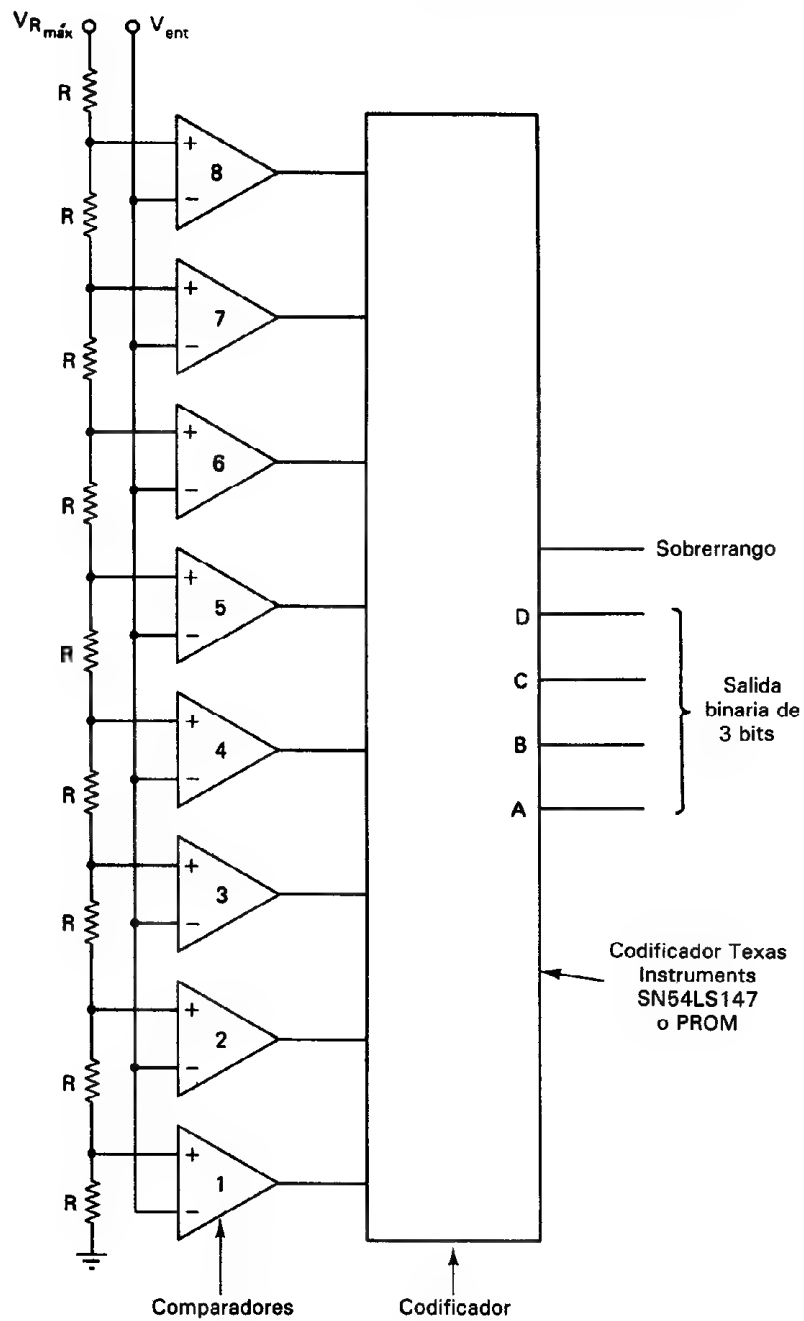


Figura 5-12 Convertidor analógico a digital paralelo de tres bits. El nivel de cuantificación para el comparador 1 es $V_{R_{máx}}/9$; para el comparador 2 es $2 V_{R_{máx}}/9$; etc.

ment SN54LS147 de 10 líneas a 4 líneas, que representa a V_{ent} en términos de una salida digital de n bits (y por lo general un indicador de sobrerango para el caso en el que $V_{ent} > V_{Rmáx}$). Si el codificador se sustituye por una PROM (memoria programable sólo de lectura), los bits de salida se pueden manipular en forma matemática en relación con la señal analógica de entrada.

La velocidad de los convertidores A/D en paralelo está limitada sólo por los tiempos de demora del comparador y del codificador. La resolución está limitada por el número de bits empleados para expresar la salida. El número de comparadores necesarios es $2^n - 1$, siendo n el número de bits de salida [porque debido a un número de n bits puede tener $(2^n - 1)$ combinaciones diferentes de "1" o "0"]. Así, un convertidor en paralelo de 3 bits necesita 8 comparadores y un circuito de 8 bits necesita 256 comparadores. No obstante el gran número de comparadores y de la gran complejidad del circuito necesario para estos convertidores A/D, se fabrican comercialmente. Un convertidor A/D en paralelo de 8 bits es el Honeywell modelo HACD77300. Efectúa una conversión A/D en 4 ns.

CONTEO Y CODIFICACION DIGITAL

La salida de los dos convertidores A/D más empleados en medidores digitales (de doble rampa y de voltaje a frecuencia) es una cadena de pulsos. Los pulsos se cuentan durante un intervalo de tiempo predeterminado mediante un contador digital decimal codificado binario (BCD) y la cuenta resultante representa el valor de la lectura de la señal de entrada en forma digital. El contenido del contador se pone a disposición como una salida digital en paralelo que se puede transmitir a otros dispositivos de almacenamiento digital o se puede decodificar para activar un mecanismo de despliegue o presentación. A continuación se describen con mayor detalle el procedimiento de conteo-decodificación-despliegue.

El contador decimal codificado binario (BCD) consiste de un grupo de 4 contadores binarios cada uno de 4 bits, que sólo cuenta desde 0000_2 hasta 1001_2 , permitiendo así que los contenidos de cada uno de los contadores de 4 bits asuman sólo 10 estados diferentes. Nótese que un *contador binario* es un circuito digital que cuenta pulsos digitales. Su contenido se avanza en una cuenta cada vez que aparece un pulso válido en su entrada. Si un codificador decimal codificado binario de 4 bits, recibe un pulso cuando está en su estado 1001_2 , el pulso regresará (restablecerá) el contador al estado 0000_2 y también hará que emita un pulso de salida. Si hay un segundo contador de 4 bits conectado al primero en cascada, el pulso de salida del primer contador avanzará los contenidos del segundo en una cuenta. Los 10 estados de cada contador de 4 bits pueden representar a los dígitos decimales de 0 a 9. Por ejemplo, en el número decimal 26, el dos estaría representado cuando el contenido del segundo contador de 4 bits estuviera en el estado 0010 , mientras que el seis estaría representado cuando el contenido del primer contador estuviera en el estado 0110 . El contenido de cada uno de los contadores de 4 bits está disponible como una señal digital de 4 bits en paralelo a través de las líneas de señal 8-4-2-1 de cada contador, como se

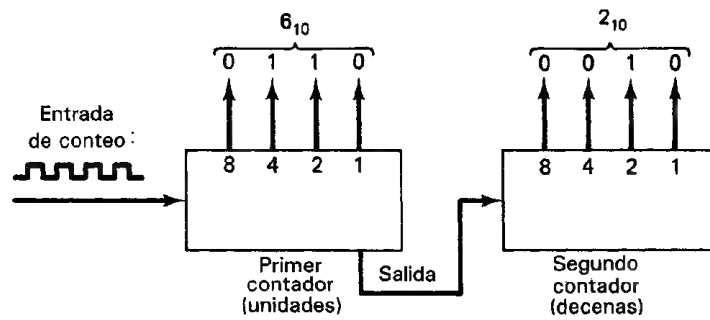


Figura 5-13 Contador decimal codificado binario de dos decimales, mostrando un conteo de 26.

muestra en la figura 5-13. Para dar una lectura decimal del conteo acumulado, en este contador decimal codificado binario, se necesita un registro de datos con cerrojo, un decodificador y una pantalla decimal.

Cuando el contador BCD ha completado el conteo que representa una sola lectura, su contenido es transferido a un *registro con cerrojo de datos*. Este registro de cerrojo es un dispositivo digital que está diseñado para “mantener” un conjunto de señales digitales aun cuando cambien las entradas a él. Sin embargo, cuando el registro con cerrojo recibe un comando de *habilitar*, las señales presentes en su entrada (que en este caso son transferidas al registro de cerrojo) representan los contenidos del contador BCD. Cuando se suspende el comando de habilitar, el contenido del registro de cerrojo permanece fijo hasta que se recibe otro comando de habilitar. Las salidas del registro con cerrojo se alimentan entonces a un *decodificador*. Este decodificador convierte la representación BCD a señales adecuadas para activar a los dispositivos de despliegue (pantallas). La mayor parte de los dispositivos modernos de este tipo son diodos emisores de luz (LED, iniciales de Light Emitting Diode) de siete segmentos, o pantallas de cristal líquido (LCD, iniciales de Liquid Crystal Display). El decodificador efectúa la función de convertir las señales ACD en señales que iluminan los segmentos adecuados de la pantalla. Cuando se emplea una PROM como decodificador, se puede crear cualquier relación deseada entre la entrada y la salida. Una señal analógica de entrada de 1.5 volts podría representar temperatura, velocidad, flujo o cualquier otra variable de un proceso. La PROM puede cambiar la señal digital del convertidor a grados Celsius, kilómetros por hora, litros por hora, u otras unidades deseadas, basadas en la relación entre la señal analógica de entrada y una salida amigable al usuario. Por ejemplo, se tiene el cambio de unidades inglesas a métricas en un tablero de instrumentos de un automóvil cuando sólo se cuenta con una señal analógica. En la figura 5-14, las salidas del decodificador activan los segmentos del despliegue para representar el dígito decimal 6. (La identificación normal de los segmentos es de la *a* a la *g*, como también se muestra en la figura 5-14.) Para mostrar o desplegar el “6”, se iluminan los segmentos *a*, *c*, *d*, *e*, *f* y *g*, mientras que *b* permanece a oscuras.

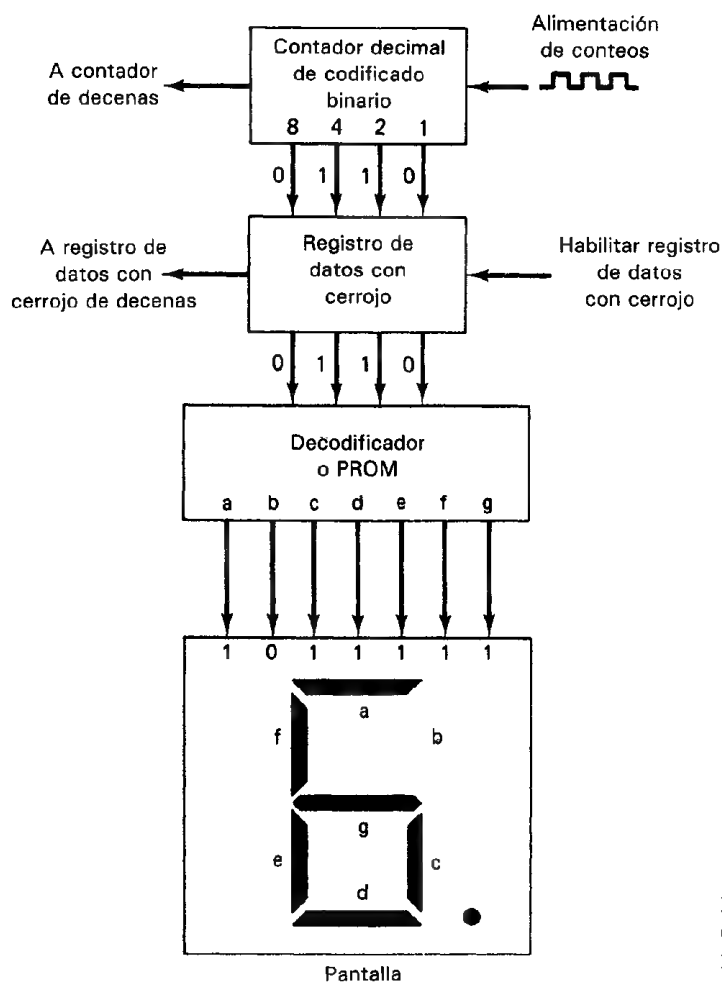


Figura 5-14 Contador, registro de datos con cerrojo, decodificador y pantalla para un conteo de una sola década.

DISPOSITIVOS DE DESPLIEGUE

Los dispositivos que se emplean con más frecuencia en las salidas digitales son las antallas de siete segmentos con diodos emisores de luz o con cristal líquido. Antes de que se generalizara el empleo de los diodos y de los cristales líquidos, se usaban ampliamente las lámparas miniatura de neón y las incandescentes. El tubo Nixie (de neón), producto Burroughs y el tubo Numitron (incandescente), producto RCA, son dos ejemplos. Muchos instrumentos todavía emplean pantallas con esos dispositivos.

Los diodos emisores de luz se fabrican con materiales semiconductores de formulación especial (de arseniuro de galio de fosfuro de galio) que emiten luz cuando el transistor conduce. Se consiguen LED en color rojo, verde, naranja, amarillo y doble rojo-verde, figura 5-15 b). La intensidad de luz tiene dependencia lineal con la

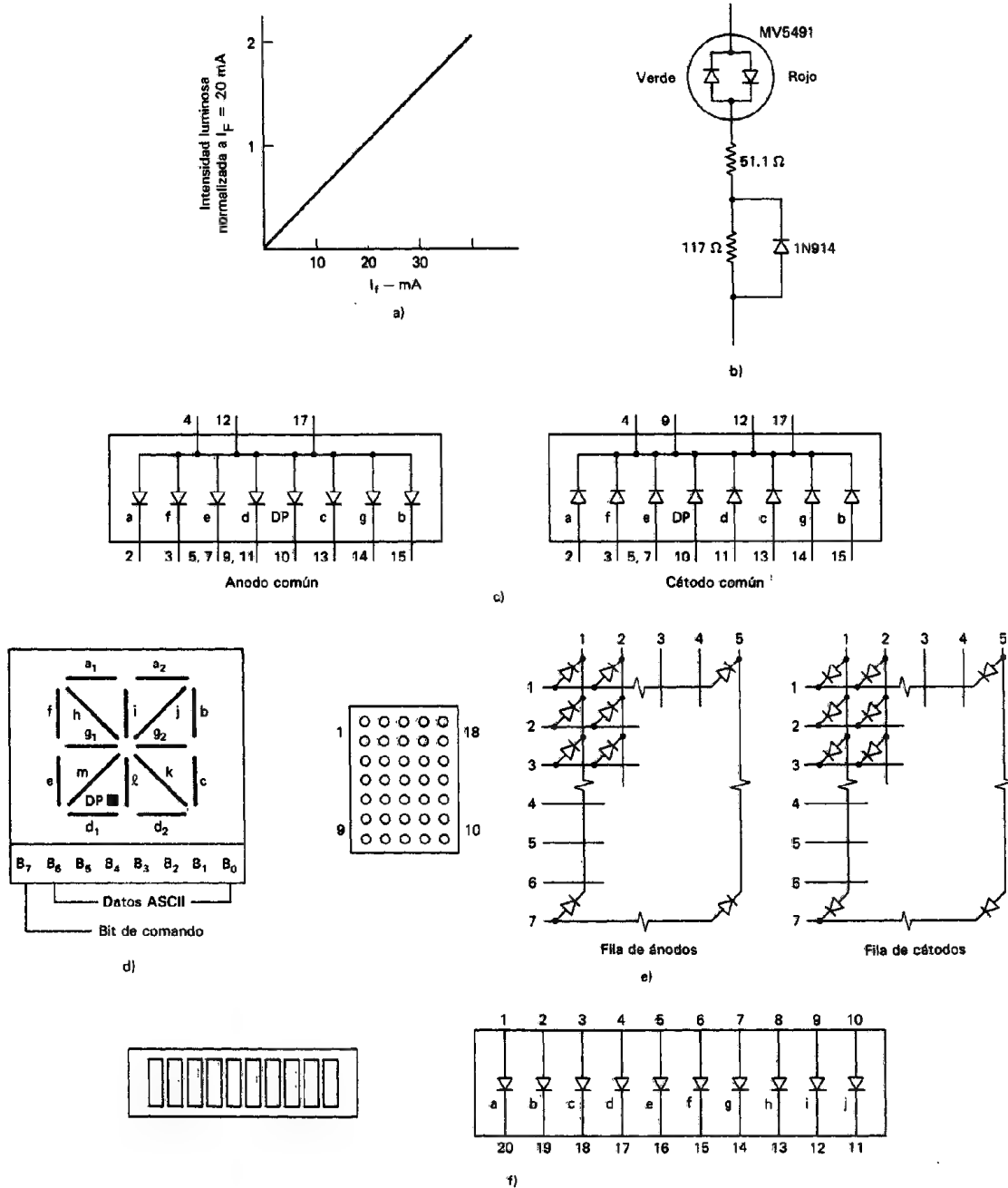


Figura 5-15 Pantallas de diodos emisores de luz (LED). a) Características del LED; b) lámpara de doble LED con intensidades igualadas; c) arreglo de las puntas de la pantalla típica de siete segmentos; d) sistema de pantalla alfanumérica de 14 segmentos; e) pantalla alfanumérica de matriz de puntos 5×7 ; f) arreglo de gráfico de barras de 10 segmentos.

corriente de excitación. Como los LED se especifican para distintas corrientes de excitación, una corriente demasiado intensa acortará mucho la vida de ellos y cada uno debe tener en serie una resistencia limitadora de corriente. Las corrientes de excitación típicas van de 10 a 50 mA. Hay una amplia variedad de configuraciones disponibles para que el ingeniero pueda crear pantallas con diodos emisores de luz. En la figura 5-15 se muestran los tipos más generales.

El error más común al emplear esas pantallas es no tomar en cuenta la polaridad de los diodos. Hay tres configuraciones comunes: de ánodo común, de cátodo común y de diodos individuales como las gráficas de barras. Sin embargo, las pantallas con diodos emisores no se prestan por lo común para instrumentos portátiles diseñados para emplearse en ambientes luminosos (como al aire libre en un día soleado) porque por lo general dan un contraste insuficiente para una observación clara del resultado.

Por otro lado, las pantallas de cristal líquido dan una presentación que se puede observar con facilidad en medios luminosos, pero no se puede ver en medios poco iluminados u oscuros. Por lo tanto, en condiciones de baja iluminación, las pantallas se deben iluminar por detrás (como p. ej., el tablero de instrumentos del automóvil).

El material de la pantalla consiste de una alta concentración de moléculas asimétricas en un solvente orgánico transparente. Esta combinación de sustancias químicas cambia de color y de transparencia cuando se le aplica un campo eléctrico. La aplicación de un voltaje de cd acorta la vida de la pantalla. Se aplica entonces una onda cuadrada al plano trasero y a través de un elemento de la pantalla. Generalmente, se emplea una señal de 5 volts y 100 Hz; sin embargo, se deben seguir las recomendaciones del fabricante. Cuando la señal que se aplica al elemento de la pantalla y el plano trasero están fuera de fase (controlada con una compuerta exclusiva) la luz no pasa a través de la pantalla. Se pueden crear pantallas muy coloridas e informativas empleando plástico e iluminación de colores. Los dispositivos sólo toman corriente cuando el material del cristal cambia de estado, y una vez que el número se forma, sólo emplea una corriente de fuga muy pequeña (de microamperes). Así, las pantallas de cristal líquido encuentran empleo en aplicaciones donde es importante un bajo consumo de potencia. Sin embargo, las pantallas de cristal líquido responden mucho más lento que los diodos emisores de luz, y esto constituye una desventaja para algunas aplicaciones.

El tubo Nixie es un dispositivo de descarga en gas neón. Hay 10 cátodos y un solo ánodo en un solo tubo de neón. Los cátodos tienen la forma de los dígitos del 0 al 9 utilizan alambres delgados. Cuando uno de los cátodos se conecta a tierra, los átomos de neón en la vecindad de la superficie de ese cátodo se ionizan y emiten luz con la forma del cátodo. También el tubo Nixie necesita de un decodificador para que se pueda usar el contenido del contador BCD para seleccionar el cátodo correcto.

El dispositivo Numitron emplea un arreglo de siete segmentos de filamentos incandescentes semejantes al que se emplea con los diodos emisores y las pantallas de cristal líquido. Su mayor desventaja es que consumen mucha más potencia que una pantalla equivalente con LED.

VOLTMETROS DIGITALES

Los vóltmetros digitales emplean convertidores A/D y contadores BCD para convertir las señales de voltaje de entrada a palabras digitales codificadas en binario que se emplean para activar los dispositivos digitales de despliegue. En la figura 1-8 se mostró un diagrama de bloques para el vóltmetro digital. Como las señales analógicas a los convertidores A/D deben ser de corriente directa (o con variación muy lenta), los voltajes de entrada que miden los vóltmetros digitales deben ser ya sea voltajes de corriente directa o voltajes de corriente alterna pasados a una forma equivalente (valor promedio, rms o pico de cd).

Los vóltmetros digitales más sencillos y menos costosos tienen la menor resolución (expresada como el número de dígitos en la pantalla) y emplean convertidores integradores de voltaje a frecuencia para efectuar sus conversiones digitales. El medidor de tablero común con pantalla digital de $3\frac{1}{2}$ dígitos es el ejemplo principal de instrumento de bajo precio. Los modelos de vóltmetros digitales algo más sofisticados están diseñados generalmente con convertidores A/D integradores de doble rampa. Esos convertidores, aunque relativamente lentos, puede dar una excelente resolución, alta resistencia al ruido y precio moderado. Para la mayoría de las aplicaciones puede considerarse como adecuado un convertidor A/D de doble rampa que realice de 15 a 30 conversiones por segundo. Los vóltmetros para aplicaciones especiales, en los cuales se necesitan un gran número de lecturas por segundo, emplean convertidores A/D de aproximaciones sucesivas. Se pueden lograr hasta 1000 lecturas por segundo con algunos modelos.

Interpretación de las Especificaciones de Exactitud de los Vóltmetros Digitales

Las exactitudes de los vóltmetros digitales son generalmente mayores que las de los medidores analógicos, pero se deben comprender en forma clara las especificaciones de los fabricantes. Hay tres conceptos clave involucrados en la comprensión de las especificaciones de exactitud de los vóltmetros digitales: *la resolución, el error constante y el error proporcional*.

La *resolución* de un vóltmetro digital indica el número de dígitos en la pantalla. Los errores constantes son todos los errores que permanecen constantes a través de todo el rango del instrumento. Esos errores se expresan en términos del número de dígitos o del porcentaje de la lectura de escala completa (o rango). Los *errores proporcionales* son aquellos que son proporcionales a la magnitud de la indicación digital. Así, los errores proporcionales se expresan en términos de porcentaje de la lectura. La mayoría de los fabricantes especifican la exactitud de un vóltmetro digital en términos de una combinación de errores constantes y proporcionales. Por ejemplo, se puede expresar la exactitud de un vóltmetro digital mediante combinaciones como “ ± 0.01 por ciento de la lectura ± 0.01 por ciento del rango”; o bien como “ ± 0.05 por ciento de la lectura ± 1 dígito”. Por ejemplo, si se miden 5.000 volts con un medidor de cuatro dígitos cuya exactitud sea “ 0.01 por ciento de la lectura $+ 1$ dígito”, el error máximo será de 0.01 por ciento de $5\text{ V} + 0.001\text{ V}$, o sea 0.0015 V en total. Es

importante la resolución de un vóltmetro digital debido a que debe ser mayor que la exactitud del medidor. Por ejemplo, se necesita un instrumento que tenga una resolución de cinco dígitos para permitir mediciones con exactitud de 0.01 por ciento en el 90 por ciento del rango dinámico total del medidor. Sin embargo, no se puede suponer de inmediato que un vóltmetro digital con pantalla de seis dígitos tenga mayor exactitud que uno de sólo cinco dígitos (aun cuando su resolución sea mayor). Se deben examinar las especificaciones de ambos instrumentos antes de conocer con certeza la exactitud de cada uno.

Para mediciones de voltajes de cd, la exactitud de los vóltmetros digitales va desde 0.1 hasta 0.001 por ciento de la lectura ± 1 dígito. Si el instrumento puede medir también voltajes de ca, resistencia y corrientes, la exactitud con la que mide el instrumento es generalmente distinta (y menos exacta) que la exactitud para voltaje de cd. En la sección que trata de los vóltmetros digitales tipo multímetro se presentan exactitudes específicas para ellos.

Se debe incluir una nota final sobre el empleo de los términos de condiciones de *referencia* y *capacidad nominal*. Las condiciones de *referencia* (o de corto plazo) son condiciones ideales de laboratorio, y las especificaciones a esas condiciones representan la mejor exactitud asequible con el instrumento. Las especificaciones enlistadas bajo condiciones de *capacidad nominal* toman en cuenta la degradación de la exactitud como resultado de factores tales como temperatura, envejecimiento de componentes y humedad.

Particularidades y Especificaciones Adicionales de los Vóltmetros Digitales

1. Impedancia de entrada. Los vóltmetros digitales pueden cargar los circuitos que miden, como cualquier otro vóltmetro. Como la exactitud inherente de un vóltmetro digital se puede hacer tan grande, es importante que esos efectos de carga no originen un error mayor que las incertidumbres debidas sólo al propio medidor. Las impedancias de entrada de los vóltmetros digitales son por lo común bastante altas (10 M Ω a 10 G Ω), y no deben, en sí, introducir una carga seria. Sin embargo, se presenta la siguiente guía para permitir determinar si un vóltmetro digital originará errores de carga mayores que los errores causados por sus inexactitudes inherentes: *El vóltmetro digital debe tener una impedancia de entrada que supere a la impedancia de la fuente que se mide en al menos un factor de 10^n donde n es el número de dígitos en la pantalla.* Así, si el número de dígitos en la pantalla de un medidor es 5 y tiene una impedancia de entrada de 1 G Ω (10⁹ Ω), la impedancia máxima a través de la cual el vóltmetro digital puede medir sin causar errores de carga demasiado grandes es 10 k Ω .

2. Rapidez de lectura. En la mayoría de las aplicaciones de laboratorio, una velocidad de una lectura por segundo es satisfactoria. Sin embargo, hay algunos casos donde se necesitan velocidades mayores. Algunos vóltmetros digitales pueden tomar hasta 500 lecturas por segundo con resolución de 6½ dígitos y una exactitud de 5 ppm con sensibilidad de 10 nV (si se emplea un dispositivo externo de registro con el vóltmetro).

3. Selección de rango. Los voltímetros digitales pueden tener selección de rango automática o manual. La particularidad de la selección automática de rango puede ser útil cuando se deben efectuar un gran número de mediciones con un rango amplio de voltajes aleatorios.

4. Sobrecapacidad. La sobrecapacidad o sobrerango permite que un voltmetro digital mida valores superiores a los puntos normales de transferencia de la década sin necesidad de cambiar los rangos. Esto permite al medidor mantener la misma resolución para valores cercanos a los puntos de transferencia de la década (1 V, 10 V, 100 V). El límite hasta el cual es posible extender el rango se expresa en términos del porcentaje del rango o de la escala completa. Dependiendo del modelo del voltmetro digital, se pueden encontrar sobrecargas desde el 5 hasta el 300 por ciento.

5. Eliminación de ruido en modo normal. El ruido en modo normal es el tipo de ruido que aparece superpuesto en el lado alto de la señal de entrada (en forma de ondas o puntas). Para eliminar este ruido, que evita que el voltmetro determine correctamente el nivel verdadero de la cd, se debe emplear un método para eliminar o promediar el ruido. En los voltímetros digitales integradores se elimina este ruido promediando la señal. En los demás tipos de voltímetros se emplea un filtro para quitar la mayor cantidad de ruido posible. El filtrado no necesita degradar la exactitud del voltmetro, pero baja la rapidez de medición. La capacidad de un voltmetro digital para rechazar el ruido en modo normal se especifica mediante una cantidad llamada el NMR (rechazo en modo normal) y se expresa en términos de decibeles a una frecuencia específica (p. ej., 30 dB a 60 Hz).

6. Rechazo en modo común. Las señales en modo común son aquellas que aparecen simultáneamente en las terminales alta y baja. Se originan en las corrientes del circuito a tierra donde se conecta el voltmetro digital. Estas señales en modo común pueden constituir un problema serio en algunas mediciones. Se emplean técnicas de *resguardo* para rechazar las señales en modo común. Estas técnicas consisten en rodear por completo los circuitos de medición y las puntas de prueba del voltmetro con una pantalla metálica que está aislada del circuito de medición. Esta pantalla se conecta a una fuente adicional de voltaje que da un nivel cuyo valor es equivalente al del voltaje que se mide en las puntas de prueba. Como el resguardo y las puntas de entrada están conectados a puntos de potencial equivalente, no hay diferencia de potencial entre las terminales de entrada y la pantalla de resguardo. Esto evita que se acoplen corrientes de circuito a tierra con señales de interferencia en el circuito de medición; en lugar de ello, las corrientes del circuito a tierra pasan sin hacer daño a través de la pantalla a la tierra. (Consúltese el capítulo 16 para mayor información sobre circuitos a tierra y resguardo de entrada.)

El rechazo de un voltmetro digital para señales en modo común se especifica por la cantidad llamada CMR (Common Mode Rejection) y también se expresa en decibeles a una frecuencia específica. Un CMR típico para un voltmetro digital sería 120 dB a 60 Hz.

MULTÍMETROS DIGITALES

Aun cuando los voltímetros digitales que se han descrito hasta aquí sólo se diseñan para medir voltajes de cd, también se pueden medir otras cantidades si se incluyen circuitos adicionales dentro del medidor. Algunos de esos voltímetros digitales de uso múltiple están diseñados para poder medir todas las siguientes cantidades: voltaje de cd, voltaje de ca, corrientes directa y alterna, temperatura, capacitancia, resistencia, inductancia, h_{fe} , conductancia, caída de voltaje en un diodo, conductancia y accesorios para medir temperatura, presión y corrientes mayores a 500 amperes, véanse las figuras 4-21 y 4-22. El límite superior de frecuencia de esos instrumentos digitales queda entre unos 10 kHz y 1 MHz, dependiendo del diseño del instrumento.

La mayoría de los multímetros digitales se fabrican tomando como base ya sea un convertidor A/D de doble rampa o de voltaje a frecuencia, con un ajuste de rango (p. ej., 1.999 V a escala completa). Para dar la flexibilidad para medir voltajes en rangos dinámicos más amplios con la suficiente resolución, se emplea un divisor de voltaje para escalar el voltaje de entrada. En la figura 5-16 se muestra un diagrama de bloques de un multímetro digital completo.

Para lograr la medición de voltajes de ca, se incluye un rectificador en el diseño del medidor. Como las exactitudes de los rectificadores no son tan altas como las de los circuitos de medición de voltaje de cd, la exactitud general de los instrumentos de medición de ca es menor que cuando se miden voltajes de cd (las exactitudes para voltajes de ca van desde ± 0.012 hasta ± 1 por ciento ± 1 dígito). Las corrientes se miden haciendo que el voltímetro digital determine la caída de voltaje a través de una resistencia de valor conocido y exacto. Aunque el valor de una resistencia se puede especificar con mucha exactitud, hay cierto error adicional debido al cambio de resistencia como función del efecto de calentamiento de la corriente que pasa a través de ella. Además, se debe tener cuidado al emplear la función de medición de corriente. No se debe permitir que pase demasiada corriente a través de la resistencia. Las exactitudes típicas de las mediciones de corriente de cd van desde ± 0.03 hasta ± 2 por ciento de la lectura ± 1 dígito, mientras que para corriente alterna son de ± 0.05 a ± 2 por ciento ± 1 dígito.

El voltímetro digital se convierte en óhmetro cuando se incluye en él una fuente muy exacta de corriente. Esta fuente circula corriente a través de la resistencia que se mide y el resto de los circuitos del voltímetro digital monitorea la caída de voltaje resultante a través del elemento. La fuente de corriente es exacta sólo para voltajes menores que el voltaje de escala completa del voltímetro digital. Si la resistencia que se mide es demasiado grande, la corriente de prueba de la fuente de poder disminuirá. Las exactitudes de los voltímetros digitales multiusos que se emplean para medir la resistencia varían desde ± 0.002 por ciento de la lectura ± 1 dígito hasta ± 1 por ciento de la lectura ± 1 dígito.

Muchos multímetros digitales son instrumentos portátiles de baterías. Algunos se diseñan con robustez para permitirles soportar los rigores de las mediciones de campo. Otros poseen características tales como operación de sintonización automática de rango (lo cual significa que el medidor ajusta de manera automática sus

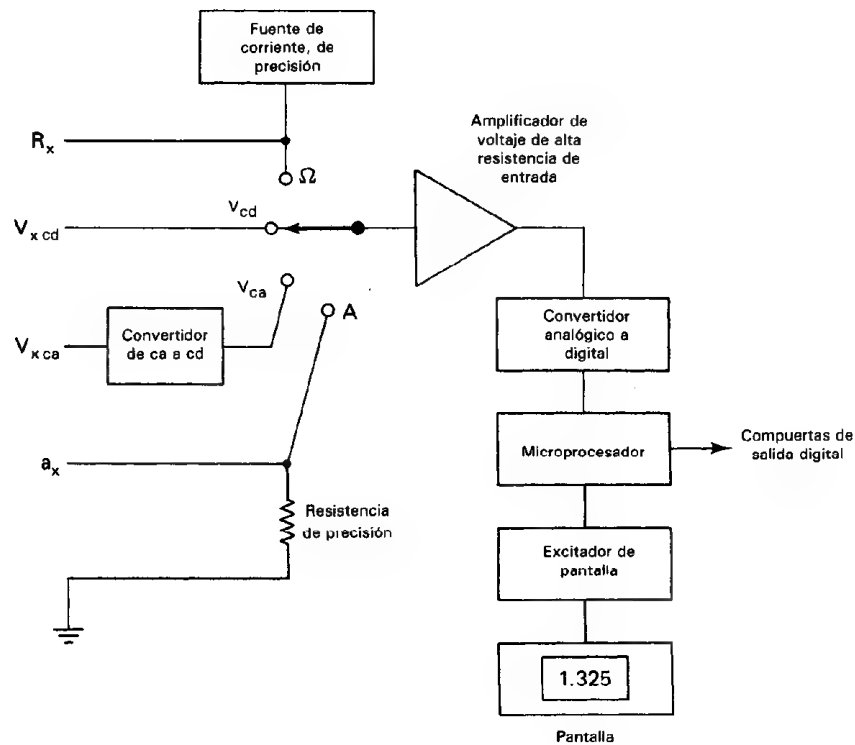


Figura 5-16 Diagrama de bloques de un multímetro digital.

circuitos de medición para el rango correcto de voltaje, corriente o resistencia), compatibilidad con salida decimal codificada binaria o IEEE-448, y medición de conductancia y aun de temperatura. Los precios de los multímetros digitales varían desde los muy baratos (menos de 50 dólares) hasta los bastante caros (miles de dólares). Pero los modelos menos costosos pueden competir hoy en día económicamente con sus multímetros analógicos correspondientes.

PROBLEMAS

1. Se sabe que una señal de 001.0 V posee un error de ± 1 por ciento (es decir, ± 10 mV). ¿Cuántos dígitos de un voltmetro digital de 0 a 999 mV representarán datos válidos para esa señal?
2. Cada escalón de un convertidor D/A de 8 bits representa 0.2 V. ¿Cuál será la salida del convertidor para las siguientes entradas digitales?
 - a) 10101101
 - b) 01000111

3. ¿Cuál es la resolución en por ciento de:
 - a) un convertidor A/D de 10 bits?
 - b) un convertidor A/D de 15 bits?
4. Se necesita un sistema que represente de 0 a 100 V en un código de 10 bits. ¿Cuál es el incremento de voltaje que representa el dígito menos significativo de este código?
5. ¿Cuál es el tiempo de conversión de un convertidor A/D de aproximaciones sucesivas de 10 bits si su reloj de entradas es de 6 MHz?
6. ¿Cuál es la función de un registro de datos con cerrojo?
7. Dibújese un diagrama de bloques de una unidad de conteo decimal con registro de datos con cerrojo.
8. ¿Cuáles segmentos de un dispositivo de 7 segmentos se deben encender para mostrar los siguientes decimales?
 - a) 1
 - b) 3
 - c) 4
9. ¿Qué es un voltmetro “de $3\frac{1}{2}$ dígitos”? ¿Qué significa “ $\frac{1}{2}$ dígito”?
10. Puede un voltmetro de $2\frac{1}{2}$ dígitos medir 1 mV si el rango básico es de 0 a 100 V?
11. Un multímetro digital mide corriente directa pasándola a través de una resistencia fija de valor bajo y midiendo la caída de voltaje a través de ella con un voltmetro de cd. Calcúlese la corriente si la caída de voltaje a través de una resistencia de $1\ \Omega$ es 375 mV.

REFERENCIAS

1. Sheingold, D. H., ed., *Manual de Conversión Analógica a Digital*. Norwood, Mass: Analog Devices, 1977.
2. Carr, J.J., *Interfases Digitales con un Mundo Analógico*. Blue Ridge Summit, Pa.: TAB Books, 1987.
3. Hnatek, E. R., *Manual del Usuario de Convertidores D/A y A/D*. New York: John Wiley, 1976.
4. Malmstadt, H. V., Encke, C. G., y Crouch, S. R., *Electrónica e Instrumentación para Científicos*. Reading, Mass.: Benjamin/Cummings, 1982.
5. Gothmann, W. H., *Electrónica Digital*. Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1982.

El Osciloscopio

Al medir una cantidad eléctrica o una cantidad que se convierte a una forma eléctrica, el instrumento de medición debe indicar de algún modo el resultado. Dos de los mecanismos más comunes que usan los instrumentos para dar el resultado se encuentran en los medidores analógicos¹ y en los oscilógrafos. Los medidores analógicos (electromecánicos y electrónicos) usan una aguja que se mueve a lo largo de una escala para indicar el valor de la cantidad medida. El oscilógrafo y el registrador x-y emplean un conjunto de pluma móvil que se mueve a lo largo de un eje mientras que ya sea el papel o la misma pluma se mueven a lo largo del otro eje. Sin embargo, ambos métodos de despliegue del resultado están limitados por la inercia mecánica al medir señales de alta frecuencia. La masa de los componentes que constituyen los dispositivos de despliegue evita que cambien rápidamente de dirección en respuesta a cambios de la señal aplicada. Debido a esto los movimientos del medidor sólo pueden seguir variaciones instantáneas hasta de unos pocos ciclos por segundo (Hz). Los oscilógrafos de alta velocidad sin partes móviles pueden registrar datos de cd de hasta 25 kHz con una velocidad de escritura de $> 50,000$ pulgadas/segundo. Las velocidades del papel pueden ser tan altas como 120 pulgadas por segundo. Como tales, los oscilógrafos se pueden emplear para monitorear señales de procesos industriales. Sin embargo, muchas señales de interés en aplicaciones eléctricas tienen

¹Un instrumento que usa un movimiento medidor para mostrar la cantidad que se está midiendo a lo largo de una escala continua es un tipo de instrumento analógico.

frecuencias que son mucho más altas que esos límites. Si se han de medir o examinar las ondas de esas señales de altas frecuencias, se deben encontrar otros mecanismos de despliegues que no se vean afectados por la inercia.

El mecanismo de despliegue disponible en el osciloscopio de rayos catódicos cumple con esos requisitos. Debido a este especial mecanismo de despliegue, los osciloscopios que se fabrican pueden seguir señales con frecuencias mayores que 1 GHz. De hecho, frecuencias aún mayores se pueden desplegar empleando el osciloscopio de muestreo (que es una variación del osciloscopio básico).

El dispositivo de despliegue que permite observar variaciones de tan alta velocidad es el *tubo de rayos catódicos* (un pariente cercano del tubo de rayos catódicos de la televisión). El tubo genera un haz delgado de electrones (el rayo catódico) dentro de sí mismo. Este rayo está dirigido de tal modo que choca con una pantalla fluorescente que cubre un extremo del tubo. Siempre que el rayo choca con la pantalla, se emite un punto de luz visible. Cuando el haz se mueve a través de la pantalla, “pinta” un trazo de su trayectoria. Como el rayo está constituido por electrones, que son partículas cargadas eléctricamente, se pueden desviar en forma rápida y exacta mediante campos eléctricos o magnéticos adecuados colocados en su trayectoria. Además, como los electrones son muy ligeros, el haz casi no sufre la influencia de la inercia. Puede responder casi instantáneamente a variaciones rápidas de señales de alta frecuencia. Esta capacidad también permite que el tubo de rayos catódicos (CRT) muestre virtualmente cualquier tipo de forma de onda en la pantalla del osciloscopio. Los campos que provocan las deflexiones del haz de electrones se crean a lo largo de su trayecto mediante *placas deflectoras*. Las intensidades de los campos se determinan mediante los voltajes aplicados a las placas, haciendo que la cantidad de deflexión sea directamente proporcional al voltaje aplicado. Esto indica que la pantalla del osciloscopio depende de los voltajes aplicados a las placas del tubo. También se sigue de esta conclusión que el osciloscopio en realidad es un voltmetro, esto es, un voltmetro con mecanismo de despliegue de velocidad super alta.

Los componentes adicionales del osciloscopio aumentan las posibilidades de su tubo de rayos catódicos de tal modo que la imagen en su pantalla no es sólo una indicación del voltaje. Dependiendo del modo de operación que se emplee, la figura desplegada en la pantalla también es una *gráfica* de la variación del voltaje con el tiempo, o la gráfica de la variación de voltaje de una señal contra otra. Esto es un argumento muy útil de recordar si se ven patrones confusos en una pantalla de osciloscopio. Más aún, el voltaje no es la única cantidad que se puede medir. Interpretando correctamente las características del despliegue, se puede usar el osciloscopio para indicar corriente, tiempo, frecuencia y diferencia de fase. Por último, se puede medir también una gran variedad de señales no eléctricas, usando el osciloscopio para monitorear la salida de varios transductores. Aún de esta breve introducción, es fácil ver el amplio rango de aplicaciones de medición posibles con un osciloscopio. En efecto, el osciloscopio probablemente sea el instrumento más versátil y útil inventado para trabajos de mediciones eléctricas.

En este capítulo se analiza con cierto grado de detalle el funcionamiento de osciloscopios básicos. La descripción estará enfocada a dar al lector un sentido de familia-

ridad con los principales subsistemas del osciloscopio, así como la capacidad de emplear un osciloscopio para medir las cantidades eléctricas más comunes que se acaban de describir. De acuerdo con este objetivo, también se cubrirán algunas sugerencias prácticas con respecto a las operaciones y limitaciones del osciloscopio.

SUBSISTEMAS DEL OSCILOSCOPIO

El osciloscopio es un instrumento complejo capaz de medir o desplegar una amplia variedad de señales. Posee esa versatilidad principalmente porque en realidad consiste en un grupo de subsistemas, diseñado cada uno para efectuar una parte de la tarea de medición o de despliegue. Los subsistemas que constituyen por lo general un osciloscopio son:

1. Subsistema de despliegue (tubo de rayos catódicos)
2. Subsistema de deflexión vertical
3. Subsistema de deflexión horizontal
4. Fuentes de poder
5. Sondas (puntas de prueba)
6. Circuitos de calibración

El diagrama de bloques de la figura 6-1 muestra cómo interaccionan los subsistemas para que el resultado sea el despliegue de la señal observada. La primera parte de esta sección explica la información de la figura en forma más extensa. El resto de la sección describe cada uno de los subsistemas en detalle, incluyendo el papel que juegan en el funcionamiento del osciloscopio.

Cómo Muestra el Osciloscopio una Señal

La figura 6-1 es un diagrama de bloque que muestra la trayectoria de una señal medida cuando pasa a través de los diferentes subsistemas de un osciloscopio. Siguiendo esta trayectoria, se puede ver la parte que cada subsistema efectúa para hacer que la señal se despliegue.

La señal se detecta de la fuente de origen mediante una punta de prueba osciloscopio. Esta punta detecta una señal de voltaje, o bien convierte una señal de otra cantidad a un voltaje. El voltaje de la señal se transmite al osciloscopio mediante un cable (por lo general un cable coaxial) y entra al osciloscopio, donde se conecta a las *terminales de entrada* del aparato. Con frecuencia la señal en este punto tiene una amplitud demasiado pequeña para activar al *subsistema de despliegue* (el tubo de rayos catódicos). Por lo que generalmente necesita amplificarse. La función del *sistema de deflexión vertical* es llevar a cabo dicha amplificación. Después de la amplificación adecuada, la señal de entrada se aplica a las placas de deflexión vertical del tubo de rayos catódicos. Dentro del tubo, se crea un haz de electrones mediante un cañón de electrones. El haz de electrones se enfoca y se dirige para que choque con la

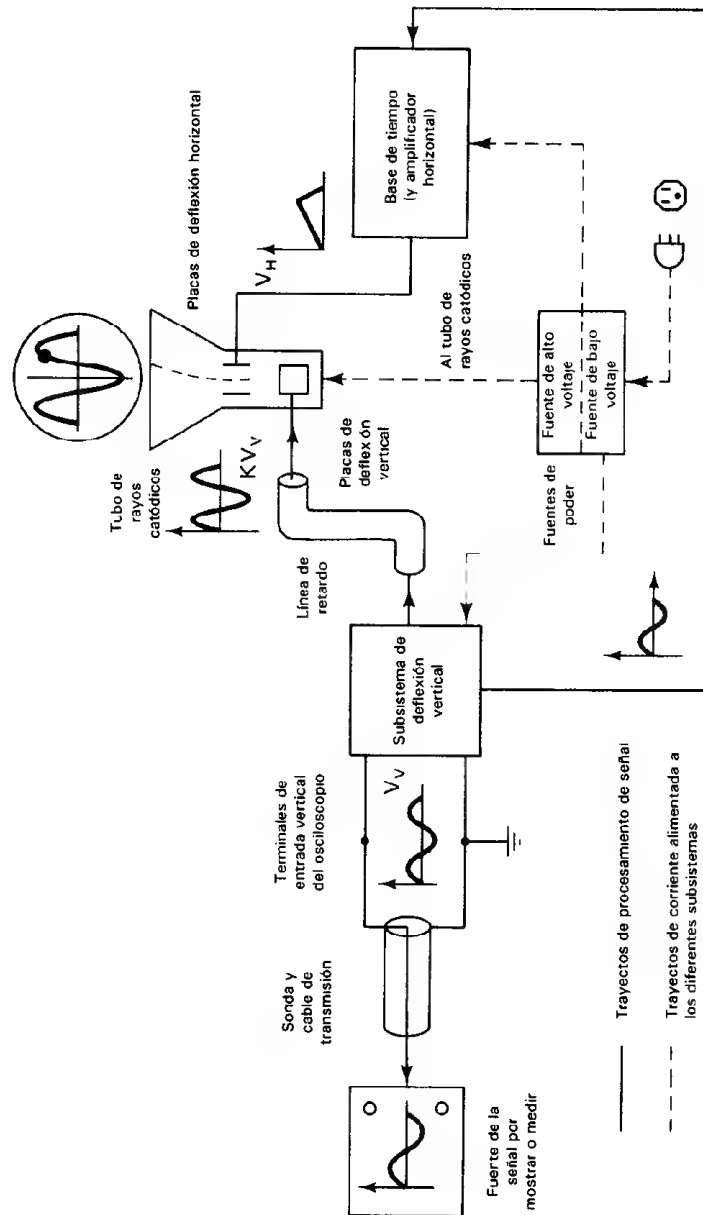


Figura 6-1 Diagrama de bloques de los subsistemas del osciloscopio.

pantalla fluorescente, creando un punto de luz en el lugar del impacto con la pantalla. El haz se deflexiona en forma vertical en proporción a la amplitud del voltaje aplicado a las placas de deflexión vertical del tubo. La señal amplificada de entrada también está monitoreada por el subsistema de deflexión horizontal. Este subsistema tiene la tarea de barrer horizontalmente el haz de electrones a través de la pantalla a una velocidad uniforme.

La deflexión simultánea del haz de electrones en la dirección vertical (por el subsistema de deflexión vertical y las placas de deflexión vertical) y en la dirección horizontal (por los circuitos de base tiempo y las placas de deflexión horizontal) hace que el punto de luz producido por el haz de electrones trace una línea a través de la pantalla del tubo de rayos catódicos. Si la entrada es periódica y los circuitos de base de tiempo sincronizan correctamente el barrido horizontal con la deflexión vertical, el punto de luz recorrerá el mismo camino en la pantalla una y otra vez. Si la frecuencia de la señal periódica es bastante alta (mucho mayor de 50 Hz), el trazo que se repite aparecerá como una imagen permanente pintada por una línea sólida de luz en la pantalla.

Las fuentes de poder del osciloscopio convierten la corriente alterna de suministro a los voltajes y corrientes adecuados de corriente directa que se necesitan para operar los demás subsistemas del osciloscopio. (En el capítulo 12 se describen las fuentes de poder.)

SUBSISTEMA DE DESPLIEGUE (TUBO DE RAYOS CATODICOS)

La parte principal del osciloscopio, el tubo de rayos catódicos, se muestra en la figura 6-2. El tubo en sí es un recipiente sellado de vidrio con un cañón de electrones y un

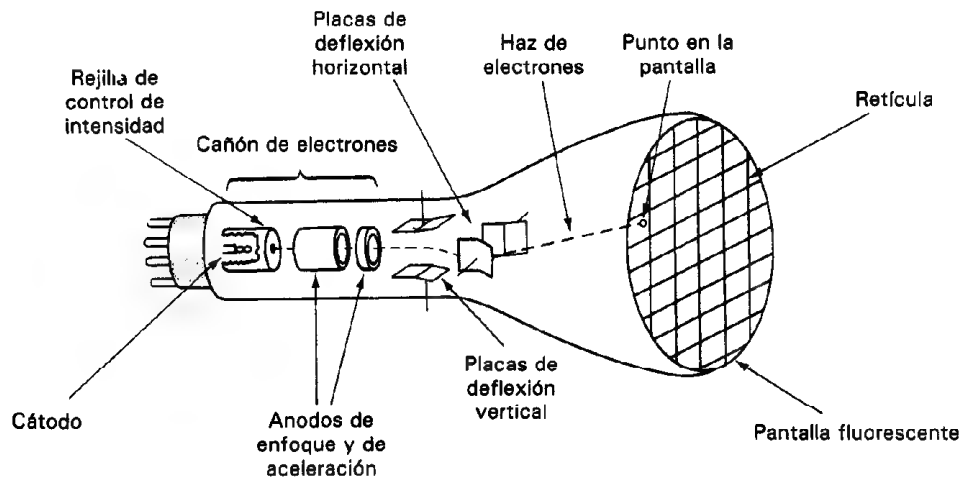


Figura 6-2 Tubo de rayos catódicos del osciloscopio.

sistema de deflexión montado dentro del tubo en un extremo y una pantalla fluorescente en el otro. Se evacúa el aire del tubo, que queda al alto vacío. Se necesita este alto vacío porque el fino haz de electrones producido dentro del tubo se dispersaría al chocar con cualquier molécula gaseosa en su camino. Al haber muchas colisiones de éstas se destruiría la finura del haz.

La función del cañón es producir el haz de electrones. El cañón consiste en un cátodo termiónico (un cátodo fabricado con un material que emite electrones al calentarlo), varios electrodos de aceleración, y controles de enfoque e intensidad. Cuando se calienta al cátodo a alta temperatura, comienza a emitir electrones. Algunos de esos electrones pasan a través de un pequeño agujero en la *rejilla de control de intensidad* que rodea al cátodo. Si se aplica un voltaje negativo a esta rejilla, sólo puede pasar un número limitado de electrones a través del agujero. La cantidad se puede controlar variando la magnitud del voltaje. La intensidad del punto de luz que se produce donde el haz de electrones choca con la pantalla fluorescente depende del número de electrones en dicho haz. Hay una relación no lineal entre intensidad y el voltaje de aceleración del haz. La luz emitida durante la excitación del recubrimiento fluorescente se llama fluorescencia. La luz que se emite después de haber suprimido el haz de electrones se llama fosforescencia. La magnitud de la corriente del haz se ajusta mediante un control del tablero que tiene la marca INTENSIDAD.

Los electrones que emergen se comprimen mediante los ánodos de enfoque y de aceleración formando un haz compacto. Se emplea un esquema electrostático de enfoque en los tubos de rayos catódicos para lograr esa compresión. Los mismos campos electrostáticos dirigen también los electrones a lo largo del eje del rayo y los aceleran hacia adelante contra la pantalla fluorescente. La diferencia de potencial entre el cátodo y los ánodos de aceleración es por lo general entre 2 y 12 kV. El elemento de control que da el ajuste del voltaje en el ánodo de enfoque es un control del tablero marcado FOCO, o FOCUS.

Después de dejar el cañón de electrones, el haz enfocado y acelerado pasa entre dos *placas deflectoras*. Si no hay diferencia de voltaje entre las placas, el haz continúa directamente y llega a la pantalla fluorescente en su centro. Si hay una diferencia de potencial entre uno o ambos conjuntos de placas, el haz se desviará de su trayectoria recta. La magnitud de deflexión queda determinada por las magnitudes de las diferencias de voltaje. En los osciloscopios típicos, se deben aplicar entre 10 y 20 V a un conjunto de placas para deflexionar el punto 1 cm.

Se colocan los dos conjuntos de placas deflectoras perpendiculares entre sí de modo que puedan controlar en forma independiente el haz tanto en la dirección horizontal como en la vertical. Por ejemplo, un voltaje aplicado a las *placas de deflexión vertical* cambia la dirección del haz de electrones sólo en la dirección vertical. El haz se puede deflectar hacia arriba o hacia abajo mediante estas placas, dependiendo de la polaridad de voltaje que exista entre ellas. Si el voltaje de la placa superior se hace positivo con respecto a la placa inferior, el haz, cargado negativamente, será atraído a la placa superior y se deflexionará hacia arriba. De modo semejante, un voltaje aplicado a las placas de deflexión horizontal desviará al haz hacia la derecha o la izquierda. La figura 6-3 muestra cómo se deflecta el haz de electrones debido

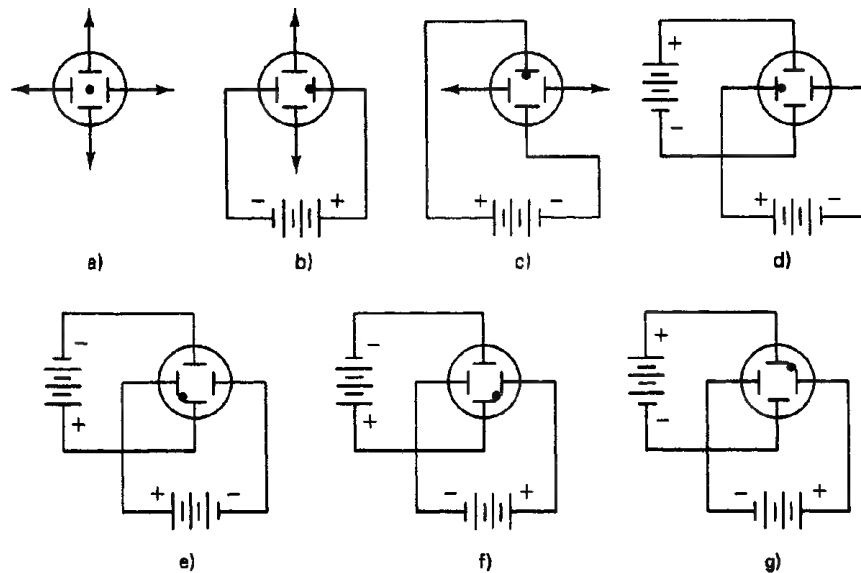


Figura 6-3 Deflexión del haz de electrones en el tubo de rayos catódicos; a) ambas placas deflectoras a voltaje cero; b) voltaje positivo en la placa deflectora derecha; c) voltaje positivo en la placa deflectora superior; d)-g) voltajes positivos iguales en placas deflectoras adyacentes.

a diversos voltajes de cd que se aplican. Ajustando los voltajes de cd aplicados a las placas, también se puede mover el centro de la onda desplegada hacia cualquier punto en la pantalla. Las fuentes internas de poder del osciloscopio producen esos niveles de voltaje de cd y se ajustan sus valores mediante los controles POSICION, en el tablero del osciloscopio.

La *pantalla fluorescente* del tubo de rayos catódicos está cubierta de fósforo. En el punto donde el haz de electrones llega a la pantalla, este material emite un punto de luz visible. La mayoría de los materiales fosforescentes continúan emitiendo luz durante un corto tiempo después de haber cesado de llegar el haz. Así, si el haz de electrones se mueve repetidamente a través de la pantalla a lo largo de la misma trayectoria y se lleva a cabo esta repetición del trazo lo suficientemente rápido, la imagen “pintada” en la pantalla del instrumento parecerá una línea continua.

El tiempo que tarda la intensidad del punto para disminuir al 10 por ciento su brillantez original se llama la *persistencia* del fósforo. El valor de la persistencia varía de acuerdo con el tipo de material. Para osciloscopios de laboratorio un fosforescente verde con persistencia media da una imagen permanente de un trazo repetido. Casi todos los fabricantes suministran a sus clientes un surtido de materiales fosforescentes. La tabla 6-1 resume las características de algunos de los materiales fosforescentes más empleados. También, se debe mencionar que además de los tubos de rayos catódicos estándar, hay otros tipos especiales que permiten almacenar un trazo escrito en la pantalla durante varias horas después de haber escrito la imagen por

TABLA 6-1 DATOS DE LOS MATERIALES FOSFORESCENTES

Tipo	Color		Persistencia (al nivel de 10%)	Luminosidad*	Velocidad de escritura	Empleo
	Fosforescente	Fosforescente				
P1	amarillo-verde	amarillo-verde	1-100 ms	4	7	osciloscopios, radar
P2	amarillo-verde	amarillo-verde	1-100 ms	2	4	osciloscopios
P4	blanco	blanco	10 μ s-1 ms	3	3	televisión monocromática
P7	azul	amarillo	10 μ s-1 ms (az.)	4	2	radar, usos médicos
P11	azul	azul	100 ms-1 s (am.)	5	1	fotográficos
P15	ultravioleta	verde	10 μ s-1 ms	9	8	TV (explor. pto. móvil)
			<1 μ s (uv.)			
P16	ultravioleta	ultravioleta	1-10 μ s (ver.)	10	8	TV (explor. pto. móvil)
			<1 μ s			fotografía
P18	blanco	blanco	10 μ s-100 ms	—	—	TV de proyección
P19	anaranjado	anaranjado	>1 s	5	10	radar
P22	blanco (rojo, azul, verde)	blanco (rojo, azul, verde)	10 μ s-1 ms	—	—	TV tricolor
P26	anaranjado	anaranjado	>1 s	8	10	radar
P28	amarillo-verde	amarillo-verde	100 ms-1 s	3	5	radar, usos médicos
P31	verde	verde	10 μ s-1 s	1	3	oscilosc., TV luminosas
P33	anaranjado	anaranjado	>1 s	6	9	radar
P39	amarillo-verde	amarillo-verde	100 ms-1 s	3	6	radar, gráf. computadora
P40	azul	amarillo-verde	10 μ s-1 m (az.)	—	—	P16 de baja vel. de rep.
			100 ms-1 s (am.ver.)			
P44	amarillo-verde	amarillo-verde	1-100 ms	3	—	almacenamiento biestable
P45	blanco	blanco	1-100 ms	4	—	imágs. de tel. monocrom.

*1 - Luminosidad máxima o velocidad máxima de escritura.

De *Electronic Instruments and Measurement Techniques*; Copyright Cambridge University Press, 1987. Reservados todos los derechos.

primera vez en el fósforo. Los osciloscopios que se diseñan con esos tubos de rayos catódicos se llaman *osciloscopios de almacenamiento* o de memoria y se describen con mayor detalle en una sección posterior.

Cuando un haz de electrones llega a la pantalla se generan tanto calor como luz. En efecto, 90 por ciento de la energía del haz se convierte en calor y sólo 10 por ciento en luz visible. Por lo tanto, se debe tener cuidado para evitar que el haz queme el material fosforescente. Esto se hace manteniendo la intensidad del haz (controlada por la perilla de INTENSIDAD) a un valor bajo, en especial cuando el punto está estacionario.

La *retícula* es el conjunto de líneas horizontales y verticales inscritas en forma permanente en la cara del tubo de rayos catódicos. Esas líneas permiten que se mida visualmente la onda mostrada contra un conjunto de escalas vertical y horizontal. La mayor parte de las líneas de las retículas de los osciloscopios están espaciadas 1 cm. Con frecuencia, las líneas de la retícula están iluminadas mediante *iluminación lateral*. El control de la *iluminación de la escala* en el tablero permite ajustar la intensidad de la iluminación de la retícula.

Las relaciones de tamaño y aspecto de lo mostrado en la pantalla varían desde 1:1 hasta 1:4. El rango más empleado es entre 4:10 y 8:10. Las dimensiones de la pantalla varían desde menos de 75 mm hasta más de 17.5 cm.

SUBSISTEMA DE DEFLEXION VERTICAL

Como se mencionó en la sección anterior, se deben aplicar aproximadamente 10 a 20 V a las placas deflectoras del tubo de rayos catódicos para desviar al haz de electrones 1 cm. Por lo tanto, si se aplicasen directamente señales mucho más débiles al subsistema de despliegue del osciloscopio, no causarían deflexión apreciable del haz. Por otro lado, las señales de voltaje con mayor amplitud originarían desviaciones del haz de electrones que serían demasiado grandes para poder mostrarse enteramente en la pantalla. Por lo tanto, el osciloscopio debe tener un subsistema que tenga la capacidad de amplificar o de atenuar las señales de entrada para que se produzca una figura correcta cuando se apliquen las señales de interés a las placas deflectoras del tubo de rayos catódicos. El *sistema de deflexión vertical* es el subsistema del osciloscopio que efectúa esta función.

Este sistema consiste normalmente de los elementos que muestra la figura 6-4.

1. Selector de acoplamiento de entrada
2. Atenuador de entrada
3. Preamplificador
4. Amplificador vertical principal
5. Línea de retardo

En esta sección se describen dichos elementos con mayor detalle.

Ganancia y Sensibilidad del Amplificador de Osciloscopio

Esta descripción del subsistema de deflexión vertical comienza con un repaso de la operación combinada del atenuador, el preamplificador y el amplificador vertical principal. Todos ellos constituyen la parte amplificadora del subsistema.

Para permitir el despliegue de mayor rango de amplitudes de señal en el osciloscopio, es deseable que el subsistema del amplificador tenga un amplio margen de niveles discretos de amplificación. Esto se logra construyendo el subsistema de deflexión vertical como se muestra en la figura 6-4.

El amplificador vertical principal (junto con el preamplificador) está diseñado para dar una ganancia, K , de un valor fijo. Esto es, todas las señales que se aplican a las entradas del dispositivo se amplifican por el mismo factor de ganancia (típicamente $K = 1000-2000$). La ventaja de tener ganancia fija es que el amplificador se puede diseñar más fácilmente para cumplir y mantener las necesidades de estabilidad y ancho de banda. (Consúltese el capítulo 15 para mayores detalles acerca de esos términos.)

La función del *atenuador* es reducir la amplitud de las señales de entrada en un factor seleccionado F antes de que se apliquen esas señales a la sección de preamplificador y amplificador. Así, el voltaje V_{sal} que se presenta a las placas deflectoras del tubo de rayos catódicos del instrumento se calcula mediante

$$V_{sal} = F \times K \times V_{ent} \quad (6-1)$$

donde V_{ent} es el voltaje aplicado a las entradas del osciloscopio (figura 6-5). Además, se diseña el atenuador para que la respuesta de frecuencia permanezca constante a cada ajuste de él. Las combinaciones típicas de atenuador/preamplificador/amplificador principal permiten que los osciloscopios de propósito general acepten un rango de señales (al cual también se le conoce con el nombre de *rango dinámico*) de más de 1000:1. Como ejemplo de rango dinámico de 1000:1, considérese un osciloscopio con un rango dinámico de preamplificador y amplificador con $K = 1000$. Se puede ajustar el atenuador para atenuar la señal de entrada en un factor máximo

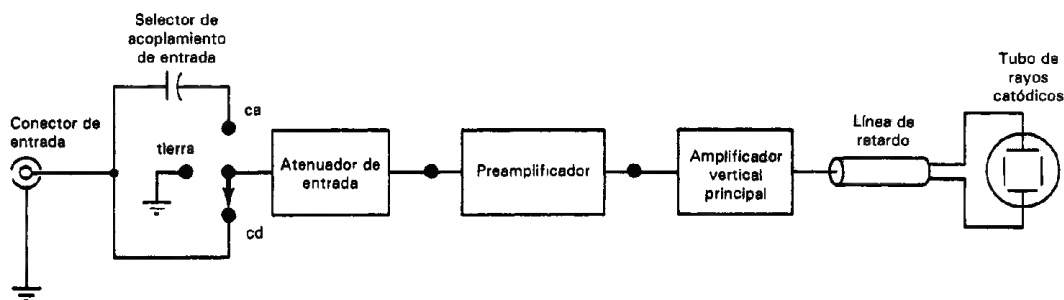


Figura 6-4 Subsistema de deflexión vertical.

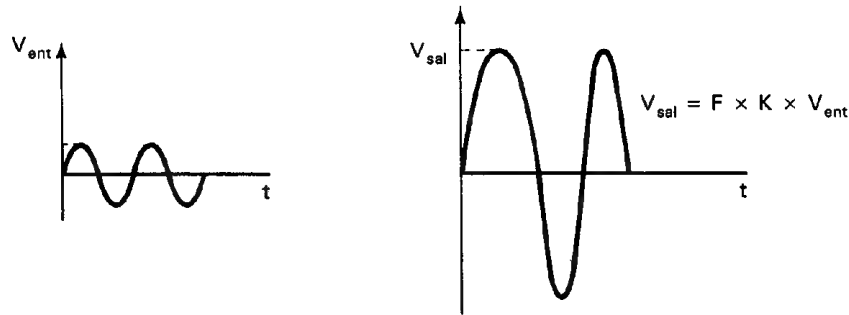


Figura 6-5

de 1000. Así, en este factor de atenuación ($F = \frac{1}{1000}$) la señal que se presenta a las placas deflectoras del tubo de rayos catódicos es, con la ecuación (6-1),

$$V_{sal} = F \times K \times V_{ent} = \frac{1}{1000} \times 1000 \times V_{ent} = V_{ent}$$

Por otro lado, se puede puentear el atenuador y la señal de entrada en este caso (es decir, $F = 1$ y entonces no hay atenuación) estará amplificada por K , o sea

$$V_{sal} = F \times K \times V_{ent} = 1 \times 1000 \times V_{ent} = 1000 V_{ent}$$

Sin embargo, casi todos los amplificadores que se emplean en osciloscopios están calibrados en términos de *sensibilidad* en lugar de en ganancia. Esto es, cada nivel discreto de amplificación en el osciloscopio está representado como una amplitud específica en la señal de entrada por división de la deflexión (por ej. 1 mV/div, 0.2 V/div, etc.), en lugar de tener una ganancia de 1000, de 50, etc. Lo usual es disponer esos niveles de sensibilidad en secuencias como 1, 2, 5, 10, . . ., o 1, 3, 10, . . ., de modo que haya algo de traslape entre los rangos. El rango general es típicamente de 2 mV/div hasta 10 V/div. La figura 6-6 muestra un interruptor de sensibilidad vertical que se emplea para dar acceso a estos diversos niveles de sensibilidad. También se debe mencionar que la exactitud vertical de la señal mostrada es casi siempre de entre ± 3 y ± 5 por ciento. Este punto se detalla más en una sección posterior que trata sobre mediciones con osciloscopio.

Ejemplo 6-1

Si se ajusta la sensibilidad vertical de un osciloscopio a 50 mV/div, ¿cuánto y en qué dirección deflexará al punto los siguientes voltajes aplicados a las entradas verticales del osciloscopio?

- a) 0.2 V
- b) -150 mV

Solución.

$$\text{Deflexión (div)} = \frac{\text{señal vertical de entrada (mv)}}{\text{sensibilidad vertical (mV/div)}}$$

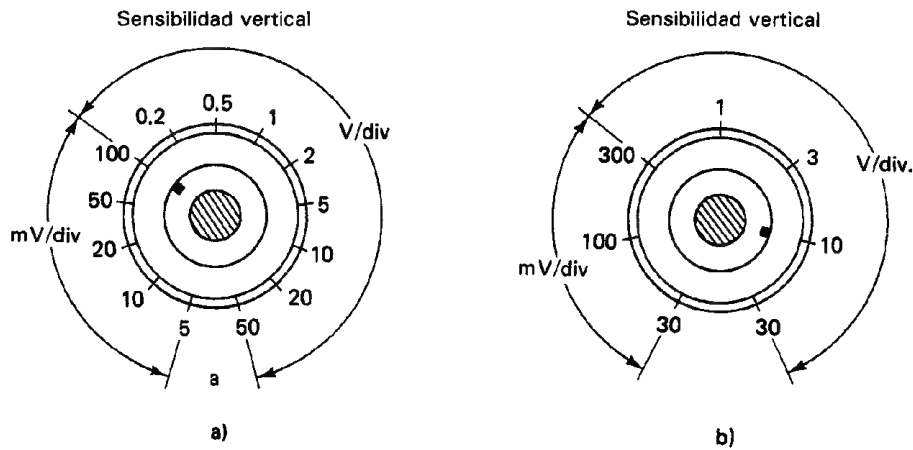


Figura 6-6 a) Secuencia 1-2-5 de amplificador de rango amplio; b) secuencia 1-3-10 de amplificador de rango menor.

$$\text{a) Deflexión} = \frac{200 \text{ mV}}{50 \text{ mV/div}} = +4 \text{ div (hacia arriba)}$$

$$\text{b) Deflexión} = \frac{-150 \text{ mV}}{50 \text{ mV/div}} = -3 \text{ div (hacia abajo)}$$

El interruptor de control de sensibilidad vertical también tiene una perilla de *vernier* (es decir, un dispositivo que hace posible el ajuste fino de un valor o nivel). Este vernier es típicamente una perilla de control que se encuentra exactamente en el centro del interruptor de control de sensibilidad vertical y que permite un ajuste continuo de la sensibilidad (volts/div) entre las posiciones calibradas del interruptor.

Selector de Acoplamiento de Entrada (Selector de Entrada)

Véase en la figura 6-4 que el primer elemento del subsistema de deflexión vertical es el selector de acoplamiento de entrada. Su objetivo es permitir más flexibilidad al osciloscopio para mostrar ciertos tipos de señales. Por ejemplo, una señal de entrada puede ser una señal de cd, una de ca, o una señal que consiste en un componente de ca superpuesto a un componente de cd (señal ca + cd). A veces sólo son de interés los componentes de ca de la señal (ca + cd); otras veces se necesita mostrar los dos componentes de ca y de cd. El selector de acoplamiento de entrada permite escoger cuál de los componentes de la señal se acoplarán a los circuitos del amplificador para su despliegue posterior.

En la figura 6-7 se muestra el selector de acoplamiento de entrada como un interruptor de tres posiciones, que son *ca*, *tierra (gnd)* y *cd*. Cuando se selecciona la posición *cd*, la terminal de entrada acopla (conecta) la señal de entrada completa a los elementos siguientes del sistema de deflexión vertical. Por otro lado, si se escoge

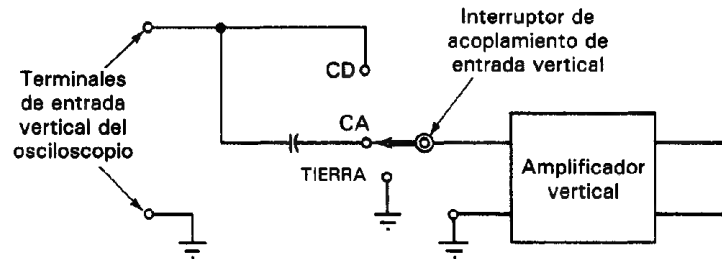


Figura 6-7 Funcionamiento del selector de acoplamiento de entrada.

la posición *ca*, se ve que un capacitor se coloca en serie con la rama de entrada al amplificador. Este capacitor aparece como circuito abierto a los componentes de *cd* y por lo tanto los bloquea y no entran a los circuitos siguientes. En la posición *ca*, también se bloquean las señales de *ca* de muy baja frecuencia (menor que 2 a 10 Hz, dependiendo del diseño del osciloscopio).

Se emplea el acoplamiento de *ca* cuando se ha de mostrar una señal de *ca* de alta frecuencia sin su componente de *cd*. Esto puede ser una opción útil si la magnitud del componente de *ca* de la señal es mucho menor que su nivel de *cd*. (Por ejemplo, el rizo de *ca* en la salida de *cd* de una fuente de poder.) Si se ha de mostrar la señal con los componentes de *ca* y *cd*, cualquier cambio del componente de *cd* mayor, desplazará la señal completa fuera de la pantalla. Eliminando el componente de *cd*, la parte de *ca* de esa señal puede observarse en forma más cómoda. El acoplamiento de entrada de *cd* se adecúa para mostrar la mayoría de los demás tipos de señales.

La posición *tierra (gnd)* del selector de acoplamiento de entrada de la figura 6-7 conecta a tierra los circuitos internos del amplificador. No convierte la terminal de entrada a un punto de tierra para una señal de entrada. El seleccionar la posición *gnd* hace que se elimine cualquier carga que se haya almacenado en el atenuador de entrada y recentra el haz de electrones. Esta posibilidad se aplica cuando se desea recentrar el haz sin desconectar las puntas de prueba del osciloscopio.

Línea de Retardo

En la figura 6-1 se ve que cuando se opera el osciloscopio en el modo *y-t*, parte de la señal de entrada se toma y se alimenta al subsistema de deflexión horizontal. Esta señal que se toma se emplea para iniciar una onda de barrido que se sincroniza con el flanco delantero de la señal de entrada. Sin embargo, al pasar a través de los diversos circuitos, la porción tomada de la señal se retrasa aproximadamente 80 ns para alcanzar los circuitos de base de tiempo. Así, la onda de barrido no se inicia hasta que pasan aproximadamente 80 ns después de haber aplicado la señal de entrada a las placas de deflexión vertical del tubo de rayos catódicos. Ya que el despliegue no comienza hasta que empieza la onda de barrido, no se pueden mostrar los primeros 80 ns de la señal de entrada. Si se ha de observar el tiempo de subida de un pulso rápido, no se podrá emplear este osciloscopio.

Para corregir esta limitación y permitir la observación del borde delantero de la onda, también se debe demorar la señal vertical amplificada al menos en 80 ns antes de aplicarse a las placas de deflexión vertical del tubo. Esta es la función de la *línea de retardo*. Aunque no todos los osciloscopios contienen línea de retardo, en los muchos que sí la tienen se pueden introducir retardos desde 150 ns hasta 1 ms a la señal vertical.

Hay básicamente dos tipos de línea de retardo en los osciloscopios. El primero es un tipo especial de cable coaxial diseñado para producir las características deseadas de retardo. El segundo es del tipo de circuito impreso. Consiste en una tarjeta de circuito impreso con un modelo de serpentina a cada lado. El modelo se define de modo que una señal se transmita a lo largo de él a una velocidad de propagación relativamente lenta. Las líneas de retardo de circuito impreso pesan menos que las versiones comparables de cable coaxial, ocupan mucho menos espacio y dan buena confiabilidad y uniformidad.

Amplificadores de Entrada de una Terminal y Diferenciales

Hay dos tipos de entradas a través de las que se puede conectar una señal al osciloscopio. Son la *entrada de una terminal* y la *entrada diferencial*.

Las *entradas de una terminal* (o de una punta) sólo tienen una terminal de entrada (además de la terminal de tierra) en cada canal del amplificador, como se muestra en la figura 6-8a). La entrada de una punta es la forma más común de entrada a los osciloscopios. Sólo se pueden medir valores de voltaje en relación a tierra con esta entrada a menos que el osciloscopio se “flote” sobre la tierra física empleando un adaptador de conector de 3 a 2 alambres. (Nótese que el conector más común de entrada a los osciloscopios es el conector coaxial BNC. El conductor externo de este conector es la terminal de tierra de la entrada.)

Una *entrada diferencial* quiere decir que el osciloscopio está equipado con un amplificador diferencial. La entrada diferencial tiene tres terminales (dos terminales

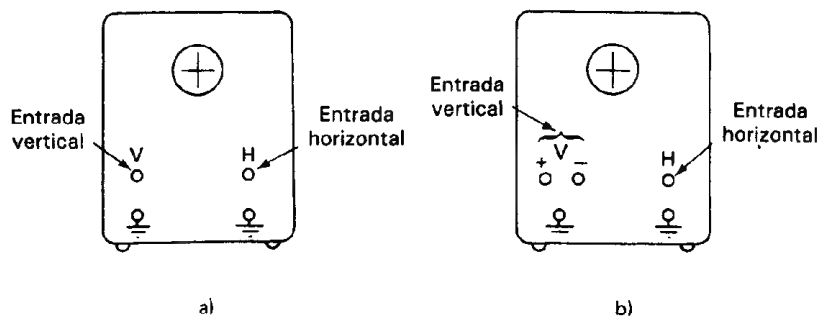


Figura 6-8 Entradas del osciloscopio: a) osciloscopio con dos entradas de una terminal; b) osciloscopio con entrada diferencial en el amplificador vertical y entrada de una terminal en el amplificador horizontal.

de entrada además de la terminal de tierra) en cada canal del amplificador, como se muestra en el canal de amplificación vertical del osciloscopio en la figura 6-8b). Con una entrada diferencial, se puede medir el voltaje entre dos puntos no aterrizados de un circuito sin “flotar” el osciloscopio. Los dos puntos de prueba no aterrizados sólo se conectan a las dos terminales de entrada diferencial, no aterrizadas. El amplificador resta electrónicamente los dos niveles de voltaje aplicados a las dos terminales y muestra la diferencia en la pantalla. Además, como se describirá con más detalle en los capítulos 15 y 16, los amplificadores diferenciales pueden reducir los indeseables problemas de interferencia en modo común. Esta particularidad tiene especial importancia cuando se necesita medir señales pequeñas en presencia de señales indeseables en modo común mucho mayores. Sin embargo, un amplificador diferencial es más complejo que uno de una punta, y por lo tanto los osciloscopios equipados con entradas diferenciales son más costosos. La entrada diferencial se suministra a veces como unidad enchufable en los osciloscopios con posibilidades de intercambio de unidades enchufables. Se puede obtener una entrada diferencial empleando la posición *canal 1-canal 2* en un osciloscopio de doble trazo. A veces a este modo de operación se le llama (*A-B*) o (*1-2*). Es útil para medir el voltaje entre un componente no aterrizado en un circuito aterrizado. Debido a que de hecho se crea un amplificador diferencial no compensado cuando se emplea este modo, hay por lo general un nivel de cd en la onda mostrada. Para observar la cantidad de nivel de cd, se conecta la misma señal tanto al canal 1 como al canal 2 y se fija el osciloscopio a 1-2. Después se compara el trazo horizontal con el trazo de tierra o gnd.

FUNCION DE DOBLE TRAZO

A veces es cómodo poder mostrar dos señales simultáneamente en una pantalla de osciloscopio. Por ejemplo, puede ser necesario mostrar y comparar directamente las ondas de entrada y salida de un amplificador. Otro ejemplo es cuando se siguen determinados procedimientos de localización de fallas con mayor rapidez examinando simultáneamente dos señales de interés.

Se pueden conseguir osciloscopios que producen dobles imágenes empleando ya sea la técnica de doble trazo o de doble haz. Los *osciloscopios de doble haz* están equipados con tubos de rayos catódicos especiales con dos cañones de electrones y dos conjuntos de placas de deflexión vertical. Los *osciloscopios de doble trazo* por otra parte, producen la doble imagen mediante conmutación electrónica de dos señales separadas de entrada. Así, los tubos de rayos catódicos de los osciloscopios de doble trazo sólo necesitan un cañón de electrones y un conjunto de placas deflectoras. En esta sección se describirá la función de doble trazo.

El diagrama de bloques simplificado para generar un doble trazo se muestra en la figura 6-9. Las salidas A y B del preamplificador se alimentan a un interruptor electrónico que conecta alternativamente la entrada del amplificador vertical principal a las dos señales de entrada. Cuando el interruptor electrónico se encuentra en el *modo alterno*, se muestra la salida de un canal vertical para un barrido completo y a

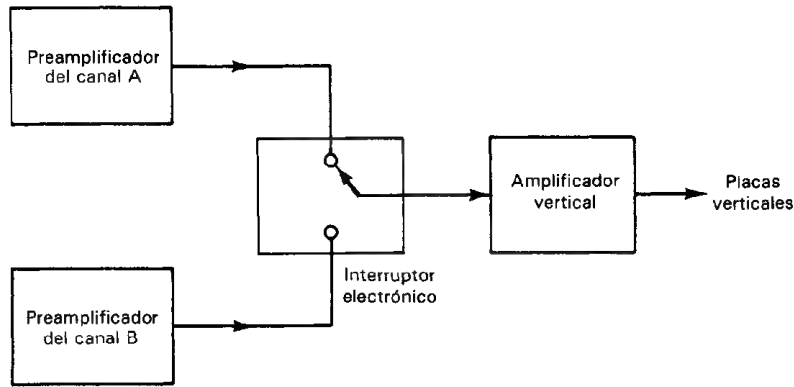


Figura 6-9 Diagrama de bloques para generar doble trazo con un interruptor electrónico. Modo alterno: Interruptor electrónico con posiciones alternas entre cada amplificador para un periodo de barrido. Modo muestreado: Interruptor electrónico con posiciones alternas entre cada amplificador para un intervalo fijo de aproximadamente $5\text{-}10\ \mu\text{s}$ independiente del periodo de barrido.

continuación se muestra la salida del otro canal en el siguiente barrido. El resultado es que la salida de cada canal se muestra alternativamente [figura 6-10b)]. Este modo de operación se emplea para velocidades de barrido relativamente altas y las dos imágenes aparecen como una sola imagen estable en la pantalla. Cuando se han de observar dos señales de frecuencia menor, el interruptor electrónico se lleva al *modo muestreado (chopp)*. El interruptor se conecta alternativamente a las salidas A y B del preamplificador a una velocidad fija de aproximadamente 100 kHz. Así, se conectan en forma sucesiva pequeños segmentos de las ondas A y B con el amplificador principal vertical [figura 6-10a)]. A una frecuencia de 100 KHz, por ejemplo, se alimentan segmentos de 5 ms de cada onda al tubo de rayos catódicos para su despliegue. El resultado es que cada canal vertical está compuesto de pequeños segmentos muestreados que al ojo le parecen continuos.

La selección del modo alterno o muestreado se efectúa automáticamente en muchos modelos nuevos de osciloscopios de doble trazo. Se selecciona automáticamente el modo alterno cuando se ajusta el control de tiempo/div a $\leq 500\text{ ms/div}$ y el modo muestreado cuando el control de tiempo/división se ajusta a $\geq 1\text{ ms/div}$.

Algunos osciloscopios de doble trazo tienen la posibilidad de mostrar la diferencia entre los voltajes alimentados a los canales A y B. En este modo (A-B), el instrumento tiene las mismas posibilidades que un osciloscopio equipado con entrada diferencial.

SUBSISTEMA DE DEFLEXION HORIZONTAL

Este subsistema se muestra en la figura 6-11 y consiste del amplificador de deflexión horizontal y los circuitos de base de tiempo. Se emplea el amplificador horizontal de

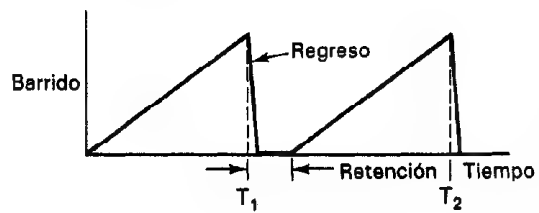
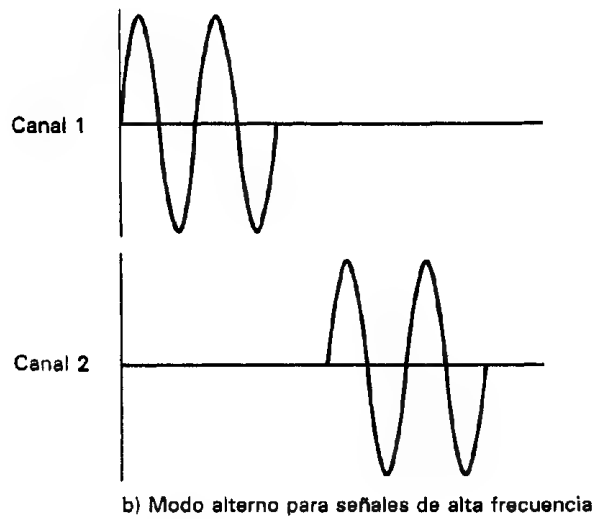
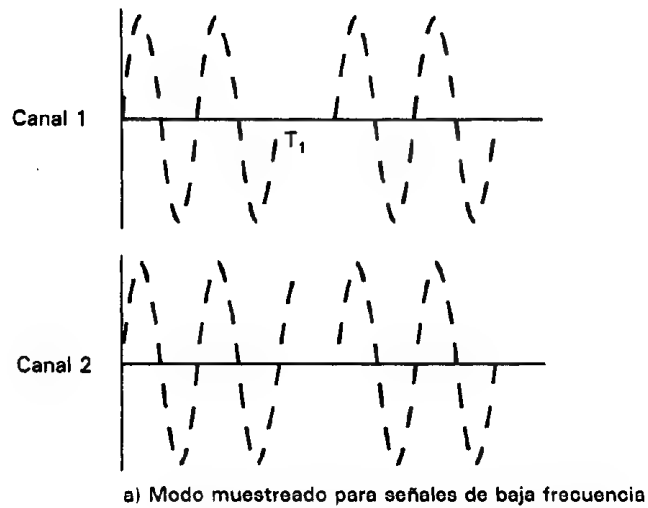


Figura 6-10 Modos muestreado y alterno de doble trazo. En el modo muestreado, la conmutación se presenta varias veces durante un barrido. En el modo alterno, la conmutación se hace al final de un barrido.

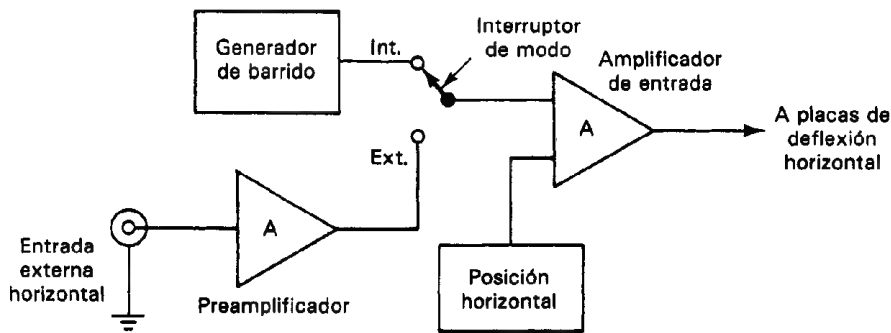


Figura 6-11 Diagrama de bloques de un amplificador horizontal básico.

dos maneras. La primera es en la amplificación directa de señales externas de entrada (que se alimentan a continuación a las placas de deflexión horizontal del tubo de rayos catódicos). Como lo que muestra el osciloscopio al operar en este modo consiste en la variación de alguna señal (mostrada en la dirección *Y* o vertical) contra la de otra (que se muestra a lo largo del eje *X* u horizontal), se dice que el osciloscopio está trabajando en el *modo X-Y de despliegue* (como se muestra en la figura 6-12). El segundo uso del amplificador horizontal se utiliza para amplificar las ondas de barrido generadas por los circuitos de base de tiempo. Este tipo de operación (como se muestra en la figura 6-1) se llama modo de *Y contra t*, porque se observa la variación de la señal de entrada (que aparece en la dirección *Y* o vertical) contra el tiempo (que se muestra a lo largo de la dirección horizontal).

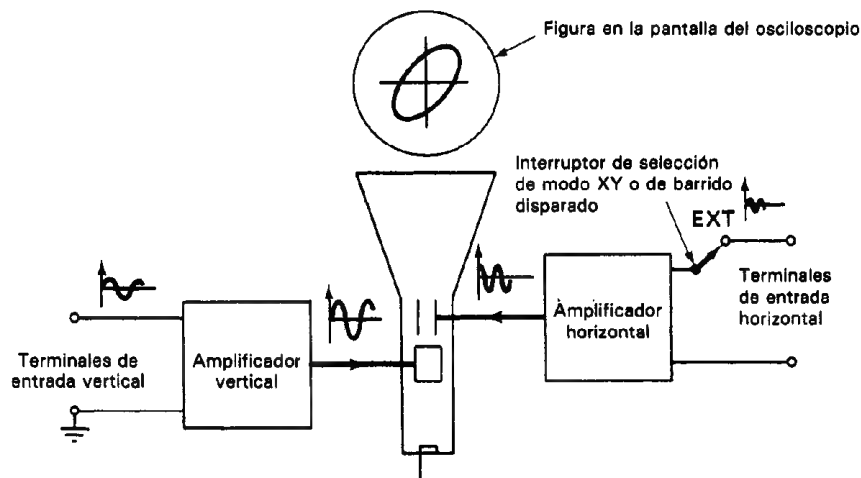


Figura 6-12 Modo X-Y de operación.

Amplificadores Horizontales del Osciloscopio

En la mayor parte de los osciloscopios convencionales no son tan grandes los requerimientos de funcionamiento (ganancia/ancho de banda) del amplificador horizontal como los de los amplificadores verticales. Mientras que el amplificador vertical debe ser capaz de manejar señales de amplitud pequeña y tiempos de subida rápidos, el amplificador horizontal se necesita principalmente sólo para amplificar señales de barrido, con sus amplitudes relativamente grandes y tiempos de subida relativamente lentos. La mayor parte de los amplificadores horizontales son capaces de trabajar a dos niveles de sensibilidad (típicamente de 1 V/div y 0.1 V/div). Esto da al osciloscopio la posibilidad de dar un aumento calibrado a una parte de la onda mostrada (véase la figura 6-19). También permite seleccionar uno de dos niveles de sensibilidad horizontal al operar en el modo X-Y. En algunos osciloscopios se pueden emplear varias unidades enchufables para lograr un rango mucho mayor de sensibilidades horizontales.

Circuitos de Base de Tiempo

La aplicación más común de un osciloscopio es mostrar variaciones de señal contra el tiempo (modo $Y-t$). Para generar este tipo de despliegue se debe aplicar a las placas de deflexión horizontal un voltaje que haga que la posición horizontal del haz sea proporcional al tiempo. Además, se debe aplicar este mismo voltaje repetidas veces a las placas horizontales para que el haz pueda volver a trazar la misma trayectoria con la suficiente rapidez para que el punto móvil de luz se vea como una línea sólida. Por último, se debe sincronizar dicho voltaje con la señal periódica que se esté mostrando de tal manera que realmente se vuelva a trazar la misma trayectoria y aparezca una imagen estable en la pantalla del osciloscopio.

Los *circuitos de base de tiempo* del osciloscopio efectúan la tarea de producir esta señal de voltaje repetitiva y sincronizada. Para visualizar cómo lo hace, se analizarán los principios de operación de los circuitos de base de tiempo con las siguientes preguntas en mente. Primero, ¿qué tipo de señal debe producir la base de tiempo para hacer que la posición horizontal del haz sea proporcional al tiempo? Segundo, ¿cómo se genera repetitivamente esa señal? Por último ¿cómo se sincroniza esta señal con la señal que se debe mostrar en la pantalla del osciloscopio?

La señal generada por los circuitos de base de tiempo se llama *onda de barrido*. Tiene la forma de un diente de sierra y se muestra un ciclo en la figura 6-13 (en donde V_H es el voltaje aplicado a las placas horizontales del tubo de rayos catódicos).

Si el punto del haz de electrones se localiza en la orilla izquierda de la pantalla cuando $t = 0$, el voltaje en aumento de la onda de barrido hará que el haz (y por lo tanto el punto) recorra horizontalmente la pantalla. Al final de T_1 segundos, el punto se habrá movido horizontalmente a lo ancho de toda la pantalla. Durante el tiempo de T_1 a T_2 , V_H disminuirá hasta cero y el punto regresará rápidamente al extremo izquierdo de la pantalla. De $t = 0$ hasta $t = T_1$, V_H aumenta linealmente con el tiempo y así la posición del punto durante este intervalo será proporcional al tiempo trans-

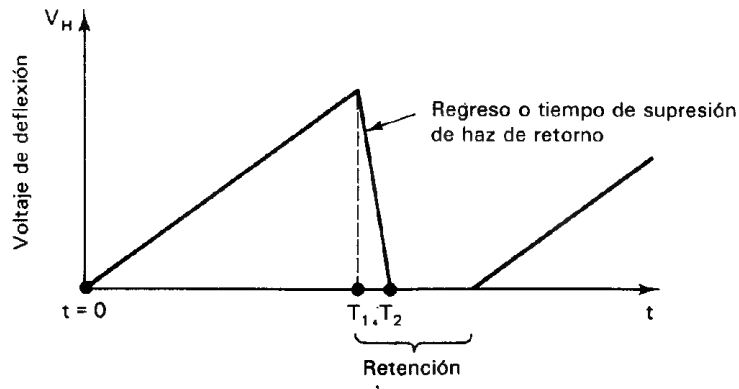


Figura 6-13 Un ciclo de onda de barrido.

currido desde el principio de la onda de barrido. El control *Tiempo/div* en el tablero del instrumento determina cuánto tiempo toma la onda de barrido para mover el punto a través de una división de la pantalla. Si no se aplica una señal externa a las placas verticales, una onda de barrido hará que el punto trace una línea horizontal en la pantalla del osciloscopio. Si hay voltaje de entrada vertical, la onda de barrido originará el despliegue de una gráfica de V contra t en la pantalla. La figura 6-14 muestra cómo se despliega la variación de una señal de entrada con ayuda de la onda de señal de barrido.

Durante el intervalo pequeño ($t = T_1$ a $t = T_2$), el punto se regresa del extremo derecho de la pantalla hasta su posición inicial, por lo que se emplean circuitos adi-

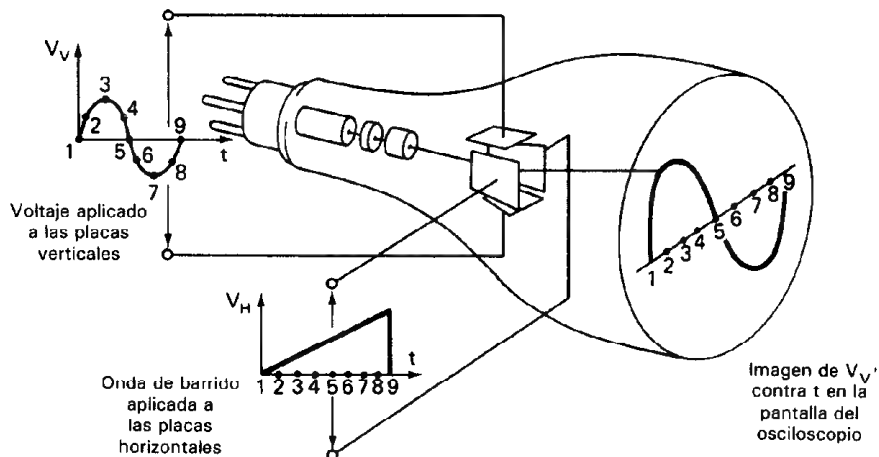


Figura 6-14 Cómo genera la onda de barrido una gráfica de V_v contra t .

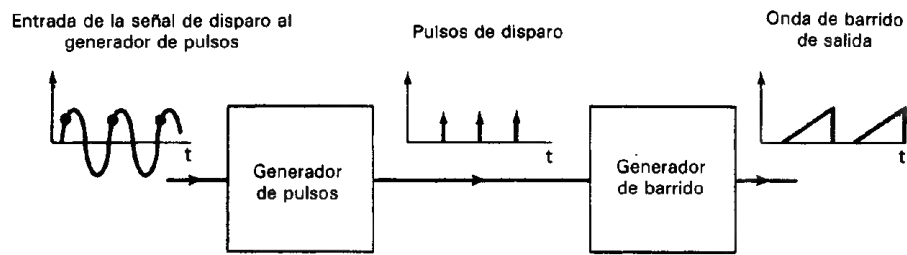


Figura 6-15 Entrada de señal de disparo al generador de pulsos.

cionales para apagar el haz. Esta acción evita que el haz deje una línea en la trayectoria de regreso y se llama *blanqueo* o *supresión del haz de retorno*.

Examinémose ahora un diagrama de bloques de los circuitos de base de tiempo para comprender cómo se genera la onda de barrido (figura 6-15). Se ve que una señal llamada la *señal de disparo* se alimenta primero al generador de pulsos de la base de tiempo. Cada vez que esta señal de disparo cruza una condición preseleccionada de pendiente y nivel de voltaje, el generador de pulsos emite un pulso. El pulso emitido dispara al generador de barrido que comienza a producir un ciclo de la onda de barrido. La figura 6-16 muestra cómo se relacionan con el tiempo la señal de disparo, los pulsos emitidos y la onda de barrido. Nótese que no todos los pulsos del generador de pulsos hacen que el generador de barrido origine una onda de barrido por cada pulso. Si el generador de barrido recibe un pulso a la mitad de un ciclo de barrido, lo ignora. Esto permite que el osciloscopio muestre más de un periodo de la señal de entrada sin tener que volverse a disparar una nueva onda de barrido. El generador de barrido detiene su salida al final de cada ciclo y espera la llegada del siguiente pulso antes de producir una nueva onda de barrido.

El punto en la señal de disparo en el que el generador de pulsos emite un pulso se controla mediante los interruptores de *pendiente de disparo* (trigger slope) y de *ni-*

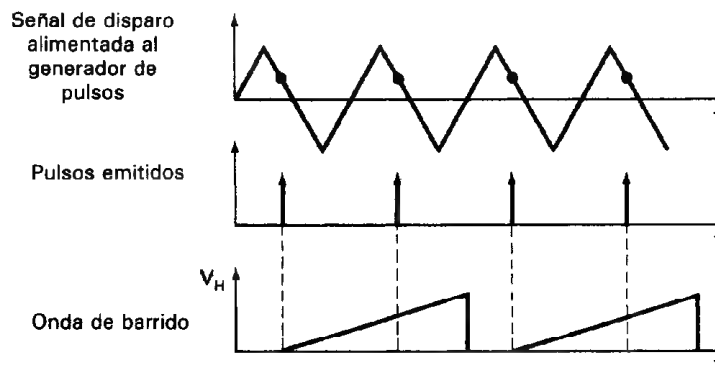


Figura 6-16 Relación de la señal de disparo, pulsos emitidos y onda de barrido a través del tiempo.

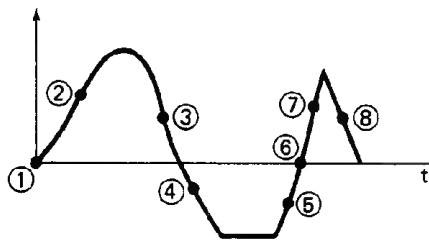


Figura 6-17 Los puntos 1, 2, 5, 6 y 7 son ejemplos donde hay pendiente *positiva*. En los puntos 3, 4 y 8 se tiene pendiente *negativa*.

vel de disparo (trigger level) del osciloscopio. El interruptor de *pendiente de disparo* permite escoger si la *pendiente* de la señal de disparo debe ser *positiva* o *negativa* cuando el generador emite un pulso (figura 6-17). De igual modo, el interruptor de *nivel de disparo* determina el valor (con signo y magnitud) del voltaje de disparo al cual se genera un pulso. Por ejemplo, si se ajusta el interruptor de *nivel de disparo* a cero y el interruptor de *pendiente de disparo a positivo*, se disparará un pulso (y por lo tanto una onda de barrido) cuando la señal de disparo pase por "0" en una pendiente positiva (puntos ① y ⑥) de la curva que se muestra en la figura 6-17).

Anteriormente se hizo notar que la condición final necesaria para el despliegue estable de una señal variable en el tiempo es que la onda de barrido se debe iniciar en el mismo punto de la onda de la señal de entrada con respecto al punto en el que comenzó la onda previa de barrido (figura 6-18).

Como la señal de disparo es el estímulo que origina que se inicie la onda de barrido, la señal de disparo y el despliegue en la pantalla del osciloscopio deben sincronizarse para lograr una imagen estable. Es fácil lograr esta sincronización si la señal de entrada también actúa como su propia señal de disparo. En esos casos la señal de entrada y la de disparo están siempre sincronizadas (siendo una misma señal). Como resultado, la misma señal de entrada inicia la onda de barrido y el primer punto de la imagen en la pantalla será igual al punto en el que la pendiente y el nivel de la señal de entrada dispara la onda de barrido. En un osciloscopio real, este tipo de disparo se llama *disparo interno* porque una parte de la señal de entrada se toma del

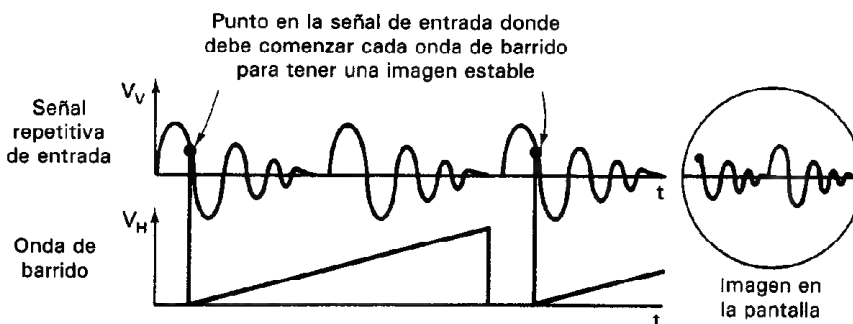


Figura 6-18 Relación entre los ciclos consecutivos de la onda de barrido y la señal de entrada vertical cuando se muestra una imagen estable.

amplificador vertical y se emplea como señal de disparo (como se muestra en la figura 6-1). El único requisito es que la señal de entrada sea lo bastante grande para producir una deflexión específica (por ejemplo, de 0.5 a 1.0 divisiones) al nivel de sensibilidad escogido. (Por ejemplo, si se emplea un nivel de sensibilidad de 100 mV/div y se necesita una deflexión mínima de 0.5 divisiones para emplearse en un disparo interno, la señal de entrada debe tener una amplitud de al menos 50 mV para producir un pulso de disparo.) El disparo interno es el tipo más común de disparo que se emplea.

Si se aplica externamente la señal de disparo, la frecuencia de la señal externa f_e se debe relacionar a la frecuencia de la señal de entrada que se esté mostrando, f_s , mediante la ecuación (6-2) para que sea estable la imagen.

$$f_s = Nf_e \quad (6-2)$$

Aquí, N debe ser un entero o una fracción como $\frac{1}{2}$, $\frac{1}{3}$, $\frac{1}{4}$, etc. La señal de disparo externa en este caso se introduce a través de las terminales de entrada marcadas *Disparo Externo* (*External Trigger, Ext. Trig.*)

Una señal externa de disparo es útil para medir diferencias de fase entre dos ondas senoidales de la misma frecuencia o cuando la amplitud de la señal de entrada es demasiado pequeña para disparar al generador de pulsos.

En la mayor parte de los osciloscopios, se cuenta con otra característica que permite que el voltaje de línea de 60 Hz sea la señal de disparo. Este *disparo de línea* es útil cuando se observan las ondas que mantienen una relación fija con la frecuencia de la línea. La selección de la fuente de la señal de disparo (*interna, externa, o línea*) se controla por medio del interruptor *Fuente de Disparo* (*Trigger Source*).

El interruptor *nivel de disparo* tiene con frecuencia otros modos de operación. El más común es el que se designa AUTO. Cuando el interruptor de nivel de disparo se coloca en la posición AUTO, el generador de pulsos emitirá un pulso siempre que la señal de disparo cruce el nivel cero. La señal de disparo en el modo AUTO también se acopla en ca al generador de pulsos. Para poder disparar al generador de pulsos, la señal de disparo debe tener la suficiente amplitud de ca para originar una deflexión de 0.5 divisiones. Sin embargo, si no se recibe señal de disparo en el generador de pulsos (o si la señal que se recibe es demasiado débil), la posición AUTO continúa disparando automáticamente una onda de barrido. Esta particularidad permite al usuario mostrar una línea horizontal sin alimentar una señal de disparo. El modo AUTO es el mejor para la mayor parte de los despliegues con barrido disparado. Como resultado, el interruptor de nivel de disparo se coloca casi siempre en la posición AUTO.

Los tiempos de barrido de las ondas correspondientes se seleccionan con el control *tiempo/div* en el tablero del instrumento. Por ejemplo, en un osciloscopio de 15 MHz el rango de los tiempos de barrido va desde 0.1 μ s/div hasta 500 ms/div en unos nueve pasos calibrados (secuencia 1-2-5), exacto dentro de ± 3 hasta ± 5 por ciento.

Además de las posiciones discretas y calibradas del interruptor del control *tiempo/div*, hay una característica que permite ampliar o expandir la velocidad de ba-

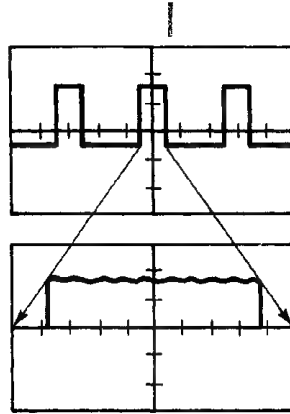


Figura 6-19 Con amplificación $10\times$, se puede expandir una parte del tamaño de una división para que cubra 10 divisiones.

rrido. La gráfica en la pantalla se puede extender aumentando la ganancia del amplificador para dar una observación más detallada de la onda (figura 6-19). Esto se logra empleando el *control de expansión* o el *de ampliación de barrido* (el nombre y la manera exacta de operar depende del tipo de osciloscopio). En algunos modelos, el empleo del control de expansión permite ampliar continuamente el despliegue hasta 10 veces ($10\times$) el tiempo de barrido de la posición seleccionada en el interruptor tiempo/div. (Desde luego, los tiempos de barrido no están calibrados si el *vernier del control de expansión* está fuera del tope *CAL.*) En otros osciloscopios también se dispone de una ampliación de barrido de $5\times$ o $10\times$. En esos instrumentos, si el *vernier CAL* del interruptor *tiempo/div* permanece en el tope, el barrido aumentado dará todavía un tiempo calibrado de barrido (a ya sea $5\times$ o $10\times$ del ajuste que se tenga del interruptor *tiempo/div*). La exactitud del tiempo de barrido para una base de tiempo con 3 por ciento de exactitud disminuirá hasta una exactitud de 5 por ciento cuando se empleen los ampliadores de barrido.

Ejemplo 6-2

Se debe mostrar una onda senoidal de 400 Hz de modo que aparezcan cuatro ciclos completos en la pantalla del osciloscopio, que tiene 10 divisiones horizontales. ¿En qué posiciones deben estar las perillas de *Fuente de Disparo* y *Tiempo/div del barrido* para permitir mostrar esta figura?

Solución. La fuente de disparo se debe colocar en INT. El tiempo de un ciclo (es decir, el periodo) de la onda es

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{400 \text{ Hz}} = 2.5 \text{ ms}$$

El tiempo necesario para mostrar cuatro periodos sería

$$4T = 10 \text{ ms}$$

Entonces, el control de Tiempo/div debe estar en 1 ms/div.

PUNTAS DE PRUEBA DEL OSCILOSCOPIO

Las puntas de prueba (o también sondas) de osciloscopios efectúan la importante tarea de detectar las señales en su fuente y transferirlas hasta las entradas del osciloscopio. Idealmente, las puntas deberían efectuar esta función sin cargar o perturbar de modo alguno los circuitos bajo prueba. Los tipos más sencillos de puntas serían tan sólo tramos de conductor conectados a los puntos de prueba del circuito por un lado, y al osciloscopio en el otro extremo. Sin embargo, tales puntas casi siempre serían inadecuadas debido a que tendrían predisposición a recoger y alimentar al osciloscopio señales indeseables de ruido.

La figura 6-20 es un diagrama de bloques que muestra los elementos comunes a la mayor parte de las puntas de prueba de osciloscopio. La *cabeza de la punta* contiene los circuitos sensores de la señal. Estos circuitos pueden ser pasivos (es decir, que contienen sólo elementos pasivos de circuito como resistencias y capacitores), o activos [porque contienen elementos activos como transistores de efecto de campo (FETs) de alta impedancia de entrada]. Casi siempre se emplea un *cable coaxial* para transmitir la señal desde la cabeza de la punta hasta los circuitos de terminación (o directamente a las terminales de entrada del osciloscopio, si no hay circuito de terminación). Los cables coaxiales son capaces de transmitir señales de alta frecuencia sin deformación y las puede aislar contra captación de interferencia externa. Si se emplea un *circuito de terminación*, su función es terminar el cable coaxial en la impedancia característica del cable y presentar así la impedancia del cable a las entradas del osciloscopio. Los circuitos de terminación de diseño adecuado reducen la posibilidad de reflexiones indeseables a lo largo del cable de la punta de prueba, que de otro modo crearían distorsiones en la señal observada.

La respuesta de frecuencia de una punta de prueba se debe igualar a la respuesta del osciloscopio en el que se fije. Una punta con una frecuencia de 50 MHz y -3dB no sería adecuada para un osciloscopio de 300 MHz. Esto es, se podría observar una señal de baja frecuencia sin distorsionarla. No se podrían usar las posibilidades de altas frecuencias del osciloscopio. También, se debe observar la capacidad máxima de voltaje tanto de la punta como del osciloscopio para evitar daños que sucederían en caso contrario. Cuando la frecuencia aumenta a más de 100 kHz, se debe reducir la capacidad máxima de voltaje de acuerdo con las recomendaciones del fabricante.

Puntas de Prueba Pasivas de Voltaje y su Compensación

Estas puntas de prueba son las que se emplean con mayor frecuencia para acoplar las señales de interés al osciloscopio. Las no atenuadoras (1×) son las más sencillas

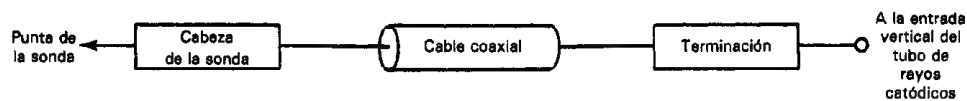


Figura 6-20 Diagrama general de bloques de una sonda (puntas de prueba) de un osciloscopio.

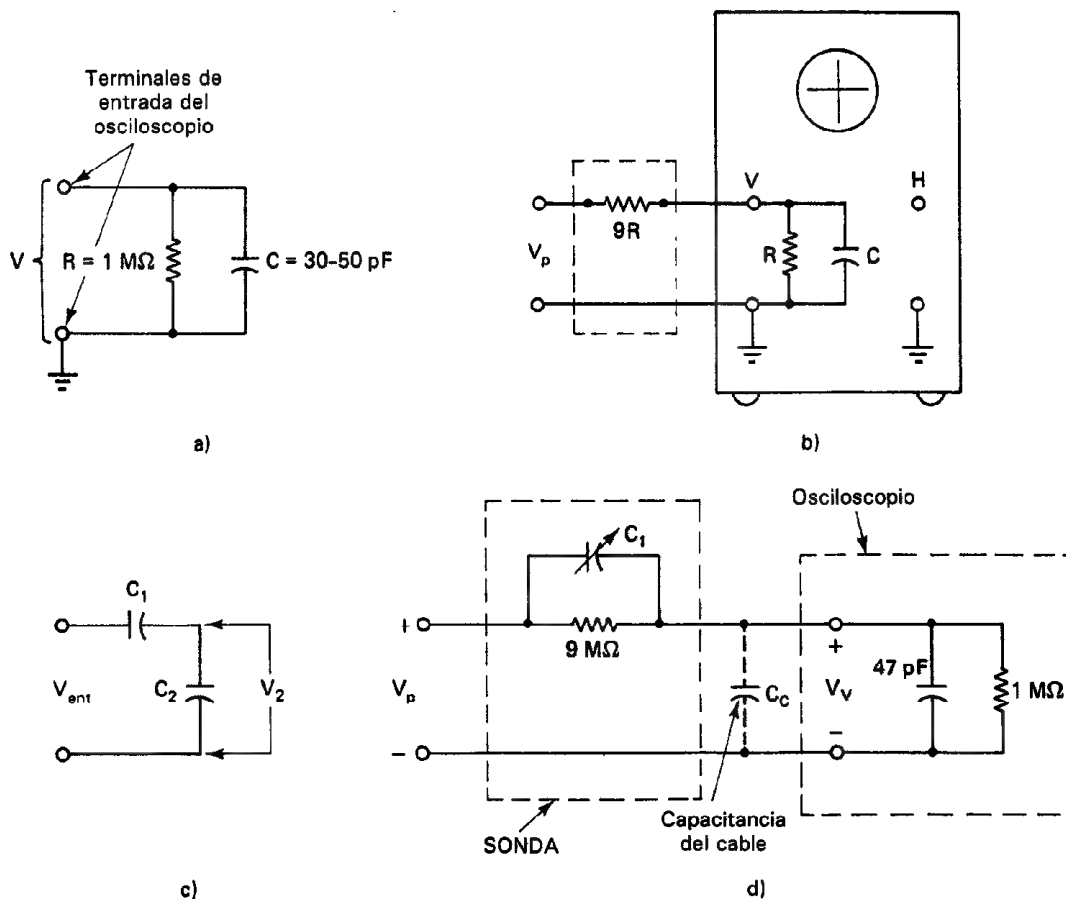


Figura 6-21 a) Impedancia de entrada de un osciloscopio típico; b) la impedancia de entrada del osciloscopio aumenta en un factor de 10 para señales de cd introduciendo una resistencia de $9R$ en serie; c) dos capacitores conectados en serie $V_2 = [C_1/(C_1 + C_2)]C_{ent}$; d) una impedancia de entrada del osciloscopio más la sonda $10\times$.

de las puntas pasivas, pero están limitadas a aplicaciones de medición con bajas frecuencias. Las puntas pasivas atenuadoras con compensación aumentan las posibilidades de medición del osciloscopio incrementando la impedancia de entrada, pero esas puntas atenúan (reducen) la señal de entrada de modo que la deflexión del haz en el tubo de rayos catódicos es menor para un ajuste dado de sensibilidad del amplificador del osciloscopio.

Los osciloscopios son básicamente voltímetros y por lo mismo pueden cargar los circuitos en los que efectúan las mediciones. La impedancia de entrada de los amplificadores de osciloscopio da una medida de cuánto cargará el instrumento al circuito de prueba. Típicamente, la impedancia de entrada del osciloscopio es equivalente a la que presenta el circuito mostrado en la figura 6-21a). Para un amplifi-

cador típico de osciloscopio, R es aproximadamente $1\text{ M}\Omega$ y C está entre 30 y 50 pF .

Si se aplica un voltaje de corriente directa al osciloscopio, la impedancia de entrada es exactamente $1\text{ M}\Omega$, porque el capacitor parece como un circuito abierto a las corrientes directas. Por lo tanto, cuando se mide corriente directa, ese osciloscopio comenzará a cargar seriamente el circuito (originando un error de 10 por ciento o mayor en la indicación) si la resistencia equivalente del circuito de prueba es de $100\text{ k}\Omega$ o más. (Véase el capítulo 3, donde se presenta mayor información acerca de la carga originada por instrumentos del tipo voltmetro.) Cuando se aplica una señal de ca al osciloscopio, la reactancia capacitiva de su amplificador también comienza a afectar la impedancia de entrada. A medida que aumenta la frecuencia de la señal de entrada, la capacitancia hace que disminuya la impedancia efectiva de entrada. Esto sucede debido a que la reactancia capacitiva X_c (en ohms) disminuye al aumentar la frecuencia según

$$X_c = \frac{1}{\omega C} \quad (6-3)$$

siendo ω la frecuencia en radianes ($\omega = 2\pi f$) y C la capacitancia en farads.

A altas frecuencias, la magnitud de la reactancia capacitiva puede llegar a ser mucho más pequeña que la magnitud de la resistencia de entrada. Como resultado de ello, la corriente de la señal de entrada rodea virtualmente la trayectoria de mayor resistencia y fluye a través de la de menor impedancia ofrecida por el capacitor. A tales frecuencias altas, se puede aproximar el circuito de entrada del osciloscópico con sólo un capacitor.

Para contrarrestar el efecto de carga originado por la capacitancia del cable coaxial (y también del osciloscopio mismo) se puede emplear la *punta de prueba atenuadora compensada*. Estas puntas compensadas efectúan su función aumentando la impedancia efectiva de entrada del osciloscopio. Pero también atenúan la señal de entrada en cierto factor (por ejemplo, $10\times$, $50\times$ o $100\times$, dependiendo de la punta) y esto significa que la deflexión del haz de electrones será menor para un ajuste dado de entrada y sensibilidad. Sin embargo, las puntas de prueba se diseñan para atenuar las señales de todas las frecuencias en un amplio rango en proporción igual.

La punta de prueba atenuadora compensada aumenta la impedancia de entrada del osciloscopio intercalando un circuito (que consiste de una resistencia en paralelo con un capacitor variable) en serie con la impedancia de entrada del osciloscopio. Como se muestra en la figura 6-21b), la resistencia del circuito de la punta tiene un valor nueve veces mayor que la resistencia de entrada del osciloscopio. Esto origina un aumento de 10 veces en la impedancia de entrada a señales de cd.

El capacitor variable en el circuito de la punta atenúa el voltaje de entrada y aumenta la impedancia de entrada a las señales de ca del siguiente modo. Si se conectan dos capacitores en serie [figura 6-21c)] la relación de voltaje está dada por

$$\frac{V_2}{V_{\text{ent}}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (6-4)$$

(Nótese que esta relación no depende de la frecuencia.) Si se escoge el valor de C_1 de modo que sea $\frac{1}{9}$ del de C_2 , la relación de voltaje V_2/V_{ent} será $\frac{1}{10}$. Así, el voltaje que las entradas del oscilador ven será de nuevo $V_{\text{ent}}/10$ (exactamente el mismo que para el divisor resistivo creado por $9R$ en serie con R). Pero con dos capacitores en serie, el valor de la capacitancia total de entrada también disminuirá en un factor de 10. La impedancia total de entrada de una combinación osciloscopio punta de prueba, vista desde el circuito de prueba, es entonces efectivamente una resistencia de $10R_{\text{ent}}$ en paralelo con una capacitancia total $C_T/10$ siendo $C_T = C_{\text{ent}} + C_C$).

Ejemplo 6-3

Una punta de prueba $10\times$ con un cable coaxial de 1.5 m ($C_C = 70$ pF/m) se conecta a un osciloscopio con impedancia de entrada de $1\text{ M}\Omega$ y 20 pF. ¿Cuál es la impedancia de entrada de la combinación osciloscopio punta de prueba?

Solución. La cabeza de la punta contiene una resistencia de $9\text{ M}\Omega$ en paralelo con un capacitor variable. La capacitancia del cable es $C_C = 70\text{ pF} \times 1.5\text{ m} = 105\text{ pF}$. De este modo, la capacitancia total de osciloscopio y cable es

$$\begin{aligned} C_T &= C_C + C_{\text{ent}} \\ &= 105 + 20 \\ &= 125\text{ pF} \end{aligned}$$

Cuando la capacitancia variable de la punta C_p se ajusta para que sea igual a $C_T/9$, la capacitancia de entrada $C_{T_{\text{ent}}}$ es

$$C_{T_{\text{ent}}} = \frac{C_T}{10} = 12.5\text{ pF}$$

Así, la impedancia de entrada de la combinación de punta osciloscopio es

$$\begin{aligned} R_{T_{\text{ent}}} &= 10\text{ M}\Omega \\ C_{T_{\text{ent}}} &= 12.5\text{ pF} \end{aligned}$$

Como cada combinación de amplificador y cable tiene un valor único de impedancia de entrada, se necesita un valor distinto de capacitancia de la punta para hacer C_p exactamente igual a $C_T/9$. Por lo tanto, se necesita un capacitor variable diseñado en el circuito de la punta pasiva de voltaje para permitir el ajuste de C_p para el amplificador particular a la mano. De ello resulta que cada vez que se conecta la punta (y el cable coaxial) a otro amplificador de osciloscopio, el capacitor variable dentro de punta de prueba se debe ajustar para *compensar* los diferentes valores de capacitancia de osciloscopio y punta. Esto asegura una respuesta en frecuencia óptima para la combinación particular punta de prueba-osciloscopio. (Como a esta operación se le llama *compensación de punta*, a ésta se le llama *punta de prueba de voltaje compensado*.) Típicamente, se puede ajustar a C_p desde aproximadamente 12 pF hasta 17 pF.

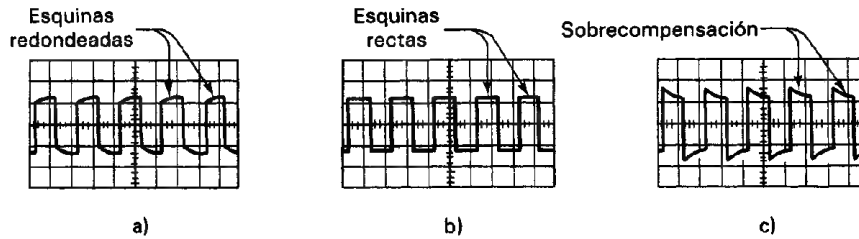


Figura 6-22 Onda cuadrada de calibración para ajustar la compensación de la sonda:
a) falta de compensación, C es muy pequeño; b) compensada; c) sobrecompensada, C demasiado grande.

La compensación de la punta se logra observando una onda cuadrada con la combinación punta-osciloscopio. (Normalmente, se genera una onda cuadrada adecuada para este fin dentro del osciloscopio.)

La capacitancia de la punta de prueba se compensa de modo que las esquinas de la onda cuadrada de calibración, observadas en el osciloscopio, sean cuadradas [figura 6-22c] sin sobrepaso o redondeo [figura 6-22a) y c)]. Si la capacitancia de la punta no está adecuadamente igualada al amplificador, la onda cuadrada de calibración aparecerá distorsionada. Esto es, un valor de C_p demasiado bajo originará redondeo de esquina o subcompensación, mientras que un valor demasiado grande originará sobretiros o sobrecompensación.

La figura 6-23 muestra una típica punta de prueba de voltaje $10\times$. En un extremo tiene un conector BNC y en el otro extremo está la terminal de la conexión a tierra de la punta de prueba. La capacitancia de esta punta C_p , se ajusta girando una manga en el cuerpo del sensor. Otros tipos de sensores o puntas de prueba pueden emplear un tornillo colocado en la cabeza de la sonda para ajustar su capacitancia.

Hay otros dos tipos de sondas pasivas, la sonda demoduladora y la de alto voltaje. Al alinear los receptores de rf o al rastrear las señales de rf, se emplea normalmente una sonda demoduladora. Cambia la señal de radiofrecuencia a un nivel de voltaje de cd que es proporcional a la amplitud de la señal de rf. Se emplea una sonda de alto voltaje cuando se trabaja con equipo electrónico que opera con varios miles de volts, como los receptores de TV, las fuentes de poder para rayos láser, y las igniciones electrónicas (y de platinos) automotrices. La atenuación de las sondas de alto voltaje es 1000:1.

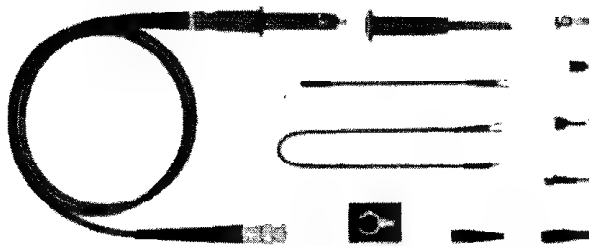


Figura 6-23 Sonda pasiva de voltaje $10\times$. (Reimpreso con permiso de Tektronix, Inc.)

Sondas Activas de Voltaje

Estas sondas o puntas se llaman así porque contienen elementos activos y pasivos en sus circuitos. En general, las sondas activas tienen alta impedancia de entrada ($10\text{ M}\Omega$ en paralelo con 2 a 3.5 pF) y originan menos atenuación de la señal de entrada que en el caso de las sondas pasivas. Debido a los circuitos electrónicos que contienen, las sondas activas son más voluminosas y más caras que las sondas pasivas. Sin embargo, aumentan considerablemente la posibilidad de medición de un osciloscopio. La potencia para operar las sondas activas debe provenir de una unidad separada de fuente de poder. Estas sondas son útiles cuando se necesitan tramos largos de cable o cuando es crítica la pérdida de la sensibilidad de la señal.

Las sondas activas modernas tienen un amplificador miniatura con transistores de efecto de campo (FET) interconstruidos en la punta de prueba o la sonda. Aunque tienen altas impedancias de entrada, el rango dinámico de los amplificadores de sondas activas está restringido a un rango de entre 0.5 a 5 volts debido al amplificador FET. Para aumentar este rango limitado de voltaje, se pueden conseguir atenuadores $10\times$ y de $100\times$. Las sondas activas tienen por lo general circuitos de terminación. Mediante estos circuitos de terminación, el cable coaxial termina en su impedancia característica ($Z = 50\Omega$).

Sondas de Corriente

El empleo de *sondas de corriente* permite realizar mediciones de corriente sin la introducción de una resistencia de prueba en el circuito. Las sondas de corriente se enganchan a un conductor con corriente y se mide el voltaje producido en la sonda, que es proporcional a la corriente en el conductor (figura 6-24). El elemento sensor de corriente de este tipo, es un transformador de corriente. La señal de entrada a la sonda es la corriente que se mide; la señal de salida es el voltaje desarrollado entre los extremos del secundario del transformador de la sonda. Como un transformador necesita de una excitación de ca, sólo se pueden medir corrientes alternas con estas sondas. El rango típico de frecuencias sobre las que son efectivos va de aproximadamente 800 Hz hasta 50 MHz. La sensibilidad de esos dispositivos es del orden de 10 mA/mV , y pueden medir corrientes desde 1 mA hasta aproximadamente 1 A .

Otra aplicación útil de las sondas de corriente alterna es en mediciones donde se desea una carga mínima originada por el osciloscopio. Las sondas de corriente alterna presentan capacitancias de entrada de 0.5 a 2.0 pF , que es menor que la que presentan las sondas pasivas de voltaje y origina una menor carga a altas frecuen-

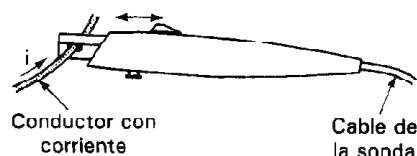


Figura 6-24 Sonda de corriente enganchada a un conductor.

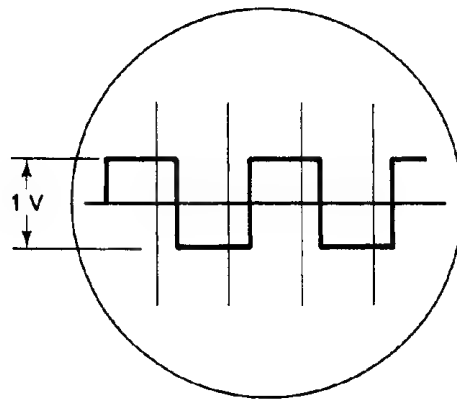


Figura 6-25 Ejemplo de la onda cuadrada de calibración muestreada en la pantalla del osciloscopio.

cias. También se emplean otros tipos de sondas de corriente basadas en un fenómeno combinado eléctrico y magnético conocido como *efecto Hall*, para medir corrientes directas al igual que alternas.

Circuitos de Calibración

Para asegurar que el amplificador vertical de un osciloscopio esté amplificando con exactitud las magnitudes de las señales medidas, se deben efectuar pruebas de calibración periódicamente. Esto es, se debe alimentar una señal que tenga una amplitud conocida con exactitud a las terminales de entrada del osciloscopio y observar la señal en la pantalla. Si la pantalla da un valor medido distinto del valor conocido de referencia, indica que el amplificador vertical no se encuentra calibrado en forma correcta. Se deben hacer entonces los ajustes correctos del instrumento para restaurar la exactitud adecuada en la pantalla. De igual manera, se deben efectuar periódicamente pruebas de calibración para asegurar la exactitud de la base de tiempo.

La mayor parte de los osciloscopios tienen posibilidad de dar una señal de referencia para la calibración del tipo descrito. La señal está por lo general en forma de una onda cuadrada (véase la figura 6-25) con amplitud y frecuencia especificadas (garantizadas ambas hasta ± 1 por ciento). Un conector de salida en el tablero delantero da esta señal de referencia, que puede alimentarse a las terminales de entrada de los amplificadores verticales.

La señal de referencia que se acaba de describir también se puede emplear para el ajuste de la compensación de la sonda. Consúltese una descripción más detallada de este importante tema en la sección "Puntas de prueba del osciloscopio".

CONTROLES DEL OSCILOSCOPIO

Las perillas de control y los interruptores en el tablero frontal (figura 6-26) de un osciloscopio pueden parecer un arreglo desconcertante para el usuario que no esté fa-

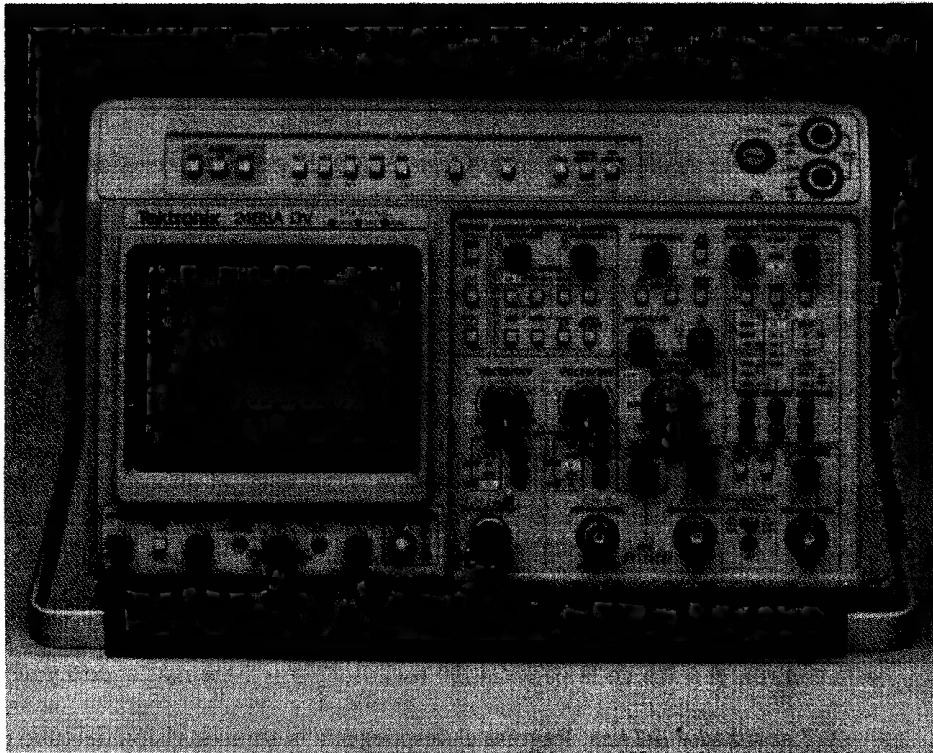


Figura 6-26 Controles para el osciloscopio modelo 2465A. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

miliarizado con este instrumento. La confusión puede desaparecer al explicarse la función de cada control y cómo está conectado a los subsistemas interiores del instrumento. El manual de operación que se incluye con cada osciloscopio está hecho para hacer justamente eso, y se aconseja al lector estudiar esos manuales con cuidado antes de hacer funcionar un instrumento con el que no esté familiarizado. La mayor parte de los ajustes de los controles también se muestran en la pantalla, de modo que se reduzcan al mínimo los errores del operador.

Por desgracia, el usuario puede encontrar que el manual de instrucciones del osciloscopio sea poco claro o esté incompleto, o que no se disponga del manual. Por lo tanto, esta sección presentará una lista de los controles comunes del osciloscopio y sus funciones. Los lectores que emplean la mayor parte de los demás osciloscopios convencionales pueden revisar también esta lista de controles y muy probablemente encontrarán una descripción de la función particular del control sobre la que quede alguna duda. Desde luego, es muy probable que los osciloscopios para muy altas frecuencias y otros para uso especial (p.ej., los osciloscopios de almacenamiento, analizadores de espectro, trazadores de curvas u osciloscopios vectoriales) no tengan muchos de los controles citados aquí.

Aunque la siguiente lista describe los controles de osciloscopio que se emplean con mayor frecuencia, pueden ser ligeramente distintos sus nombres en determinado modelo de aparato. Cuando se puede emplear más de un nombre, se tratará de listar también los nombres alternativos.

- **Potencia de alimentación (o línea).** Enciende y apaga al osciloscopio (después que se ha conectado).

- **Intensidad.** Controla la brillantez del trazo del osciloscopio. La perilla da una conexión a la rejilla de control del cañón de electrones en el tubo de rayos catódicos. Cuando se gira en el sentido de las manecillas del reloj, se disminuye el voltaje de repulsión de la rejilla y pueden emerger más electrones del agujero en la rejilla del cátodo para formar el haz. Un mayor número de electrones en el haz origina un punto más luminoso en la pantalla. **Precaución:** se debe tener cuidado para evitar que el haz de electrones queme la pantalla. Un punto estacionario se debe mantener en una intensidad muy baja. Si se mantiene alta la intensidad, el punto debe estar en movimiento. Si aparece un “halo” alrededor del punto, la intensidad es *demasiado alta*. Antes de encender el osciloscopio, baje la intensidad.

- **Enfoque.** El control de enfoque se conecta al ánodo del cañón de electrones que comprime el haz de electrones emergente para formar un punto fino. Cuando se ajusta este control, el trazo en la pantalla del osciloscopio se hace más agudo y definido.

- **Localizador del haz.** Regresa el despliegue a la zona de visión del tubo de rayos catódicos sin importar los demás ajustes de control. Para ello reduce los voltajes de deflexión vertical y horizontal. Observando el cuadrante en el que aparece el haz cuando se activa el localizador, se sabrá en qué direcciones se deben girar los controles de posición horizontal y vertical para volver a colocar el trazo en la pantalla una vez que vuelva a operarse normalmente el osciloscopio.

- **Posición.** Las perillas de posición se emplean para desplazar el trazo o el centro de la imagen mostrada por toda la pantalla. Las perillas de posición dan este control ajustando los voltajes de cd aplicados a las placas deflectoras del tubo de rayos catódicos.

1. **Posición vertical.** Controla el centrado vertical del trazo. Se emplea este control con el control *acoplamiento* de entrada puesto en cd para localizar o ajustar el trazo a la tierra del chasis.

2. **Posición horizontal.** Controla el centrado horizontal de la imagen.

- **Iluminación de escala.** Da la iluminación a la retícula. Las líneas grabadas de la retícula se iluminan con luz proveniente de la orilla de la pantalla, para no producir reflejos que interfieran con la imagen mostrada.

- **Sensibilidad vertical V/div o V/cm .** Determina el valor necesario de voltaje que se debe aplicar a las entradas verticales para desviar el haz una división (o un cm). Este control conecta un *atenuador* de pasos al amplificador del osciloscopio y permite controlar la sensibilidad vertical en pasos discretos. El rango típico es de 10 mV/cm hasta 10 V/cm. Hay muchas mediciones que son más adecuadas si la sensibilidad vertical no se encuentra en la posición calibrada. Por ejemplo, al determinar la frecuencia en -3 dB, se ajusta el pico del trazo a 1 división. A continuación se aumenta la frecuencia hasta que disminuye el pico a 0.707 divisiones. En este caso, se está encontrando una relación de voltaje más que un valor absoluto.

- **V/div variable.** Generalmente un disco rojo de movimiento continuo marcado *VAR*. Permite una variación continua (y no en escalones) de la sensibilidad vertical. Se debe ajustar esta perilla a la posición calibrada (generalmente girando por completo en sentido horario pasando el tope donde se oye un chasquido) para igualar la sensibilidad vertical del osciloscopio al valor marcado en el interruptor Sensibilidad Vertical. Cuando se mide la amplitud de las ondas senoidales, se lleva el control hasta el mayor tiempo posible tal que los picos aparezcan como una línea. Esto facilita mucho la lectura de la amplitud.

- **Tiempo de barrido o tiempo/div.** Controla el tiempo que el punto toma para moverse horizontalmente a través de una división en la pantalla cuando se emplea el modo de barrido disparado. Un valor muy pequeño de Tiempo/div indica un tiempo de barrido muy corto. Los tiempos típicos de barrido varían desde 1 $\mu s/cm$ hasta 5 s/cm.

- **Tiempo variable.** Generalmente, un disco rojo de movimiento continuo marcado. Este control de vernier permite escoger una velocidad continua pero no calibrada de tiempo/div. Algunos osciloscopios muy baratos sólo tienen un control de variación continua de tiempo/división.

- **Fuente o fuente de disparo.** Selecciona la fuente de la señal de disparo. Empleando este control, se escoge el tipo de señal que se emplea para sincronizar la onda de barrido horizontal con la señal de entrada vertical. Las selecciones posibles comprenden por lo general:

1. **Interna.** La salida del amplificador vertical se emplea para disparar el barrido. Esta opción hace que la señal de entrada controle el disparo. Este tipo es adecuado para la mayor parte de las aplicaciones tipo de disparo.
2. **Línea.** Esta posición selecciona al voltaje de línea de 60 Hz como señal de disparo. El disparo de línea es útil cuando hay una relación entre la frecuencia de la señal vertical de entrada y la frecuencia de la línea.
3. **Ext.** Cuando se emplea esta posición, se debe aplicar una señal externa para disparar la onda de barrido. Esta señal se debe conectar a la entrada *Disparo*

Externo. La señal de disparo externo debe tener una frecuencia compatible con la señal de entrada vertical para obtener una señal estable en pantalla.

- *Amplificador de barrido ($\times 10$).* Este control permite disminuir el tiempo por división de una onda de barrido. Sin embargo, la reducción se logra aumentando una parte de la onda de barrido en lugar de cambiar la constante de tiempo de los circuitos internos que la generan.

- *Pendiente de disparo.* Este interruptor determina si el circuito de pulsos en la base de tiempo responderá a una señal de disparo con pendiente positiva o negativa. Este tema se describió con más detalle en la sección de la base de tiempo (véase la figura 6-17).

- *Nivel de disparo.* Selecciona el punto de la amplitud en la señal de disparo que hace que dé principio el barrido.

- *Acoplamiento.* Selecciona el acoplamiento capacitivo (ca) o directo (cd) de la señal de entrada con el amplificador del osciloscopio.

- *Terminal para ajuste de la sonda (compensación de la sonda o calibrador).* Produce una onda cuadrada (generalmente de 1 o de 2 kHz y 0.5 o 1.0 V) para la compensación de la sonda.

- *Modo de disparo*

1. **AUTO**, permite un disparo normal y da una línea base en ausencia de alguna señal de disparo. Se necesita una deflexión de 0.5 divisiones para activar el disparo.
2. **NORM** permite el disparo normal, pero el barrido se apaga en ausencia de una señal adecuada de disparo.
3. **TV** da un disparo en el campo de TV o en la línea de TV.

- *Presentación vertical.* Selecciona osciloscopios de doble trazo, el tipo de presentación que se presentará en el osciloscopio.

1. *Canal A (o 1)* selecciona el canal *A* para presentarlo.
2. *Canal B (o 2)* selecciona el canal *B* para presentarlo.
3. *Doble trazo (o canales A y B).* Se muestran los dos canales.
4. *A + B.* Se muestra la suma de señales de los canales *A* y *B*.

5. *B INV.* Invierte la polaridad de la señal del canal *B*. Permite mostrar la diferencia entre las señales de los canales *A* y *B* cuando se aplican al mismo tiempo el modo ($A + B$).
6. *Entrada diferencial (A-B).* Muestra la diferencia entre las señales de los canales 1 y 2.

COMO OPERAR UN OSCILOSCOPIO

Las secciones anteriores de este capítulo presentaron las funciones de los subsistemas del osciloscopio y los controles en el tablero del instrumento. También presentaron los dos modos en los que se emplea el osciloscopio para mostrar las cantidades que se miden. Se puede emplear ahora esta información para aprender a operar un osciloscopio. La operación correcta comprende el efectuar las conexiones correctas al instrumento, saber cómo encenderlo y cómo presentar un trazo exacto de la señal que se está midiendo. También implica saber medir cantidades tales como voltaje, corriente, tiempo y frecuencia.

Conexión de un Osciloscopio

Una medición de voltaje implica siempre colocar las puntas del voltmetro a través de los puntos que se van a medir. Por consiguiente, al hacer una medición con osciloscopio, se deben conectar cuando menos dos puntas del circuito que se esté midiendo con las entradas del osciloscopio. El número de puntas y el tipo de conexión depende del tipo de la entrada al amplificador y de si se ha de medir el voltaje en relación a tierra o a algún otro nivel no aterrizado. Las siguientes reglas indican cómo se hacen las conexiones de manera correcta.

1. Si algún punto del circuito que se está midiendo está conectado a tierra, se conecta la tierra del osciloscopio con esa tierra de circuito con una punta separada.
2. Si se mide el voltaje del punto en cuestión en relación a tierra, entonces se debe hacer una conexión adicional del instrumento. Dependiendo de si la entrada al osciloscopio es de una punta o diferencial, esta conexión se hace de la manera siguiente:
 - a) *Entrada de una punta.* Conéctese la sonda con el punto en cuestión del circuito que se va a medir y con la terminal de entrada no aterrizada del osciloscopio (es decir, con el conductor central del conector BNC).
 - b) *Entrada diferencial.* Conéctese la sonda al punto de interés en el circuito a la terminal de entrada *más* o *positiva* de la entrada diferencial. Conéctese a tierra la entrada *menos* o *negativa* de la entrada, fijando su interruptor de acoplamiento de entrada a la posición GROUND o TIERRA o asegúrese que el

cincho de tierra esté conectado a esa terminal. (El procedimiento de conexión a tierra depende del diseño de la entrada específica.)

3. Si el voltaje que se va a medir con osciloscopio está entre otros puntos no aterrizados en un circuito, el método de conexión también depende del tipo de la entrada disponible en el osciloscopio que se esté empleando.

- a) *Entradas de una terminal.* Con una entrada de una terminal de medición de los voltajes no conectados a tierra implica un método muy peligroso (y a veces puede conducir a resultados erróneos). Este método implica el empleo del adaptador de tres a dos conductores en el cable de alimentación del osciloscopio (figura 6-27). Este adaptador desconecta el tercer conductor del cable de tres alambres, de la tierra de la construcción y por lo mismo desconecta las terminales de tierra del osciloscopio y el chasis de la tierra de la construcción. (Véase en el capítulo 3 una descripción de tierras y de conexión a tierra.) Como las terminales de tierra del osciloscopio ya no están conectadas a una tierra física, se puede conectar un voltaje no aterrizado entre las dos terminales de entrada vertical y el osciloscopio mostrará la diferencia de voltaje entre ellas.

El posible peligro que puede presentarse al emplear este método implica el hecho de que el chasis del osciloscopio tiene el mismo nivel de voltaje con respecto a tierra que el voltaje conectado a cualquiera de sus terminales de tierra. Si la terminal de tierra se conecta a un punto en el circuito que esté a 115 V con respecto a tierra, *el chasis completo del osciloscopio se comporta como un conductor de 115 V expuesto sobre el banco de prueba.* Si alguien toca el osciloscopio y un punto de tierra física puede presentarse una descarga potencialmente letal. Por lo tanto, el empleo de los conectores de tres o dos conductores se menciona aquí más que nada para alertar al usuario acerca del peligro asociado con su empleo y *no* como una recomendación.

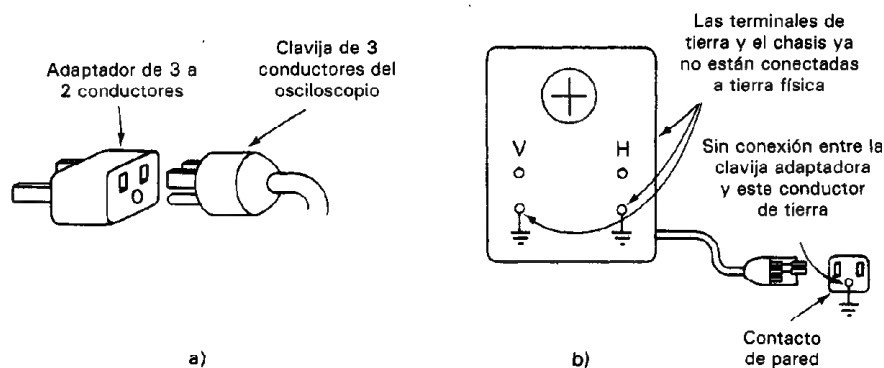


Figura 6-27 a) Adaptador de tres a dos conductores. b) Osciloscopio con clavija adaptadora de tres a dos conductores. Esta desconecta sus terminales de tierra y el chasis de la tierra física.

A veces es posible otro método de medición de voltajes no aterrizados, que no es peligroso, en los osciloscopios de doble trazo. El osciloscopio debe tener la característica que le permita mostrar la diferencia de los niveles de voltaje alimentados a sus dos canales de entrada. A continuación, el voltaje de un punto no aterrizado en el circuito que se prueba se puede alimentar al canal *A* y el otro al canal *B*. Con el control de *Presentación* puesto en la posición de restar, el osciloscopio mostrará la diferencia de voltaje entre los dos puntos sin tener que recurrir a un conector de tres a dos conductores. Esta técnica tendrá errores de corrimiento porque los amplificadores para cada uno de los canales no son idénticos. La corrección del error se describió anteriormente en este capítulo.

Es importante notar que si se emplea el modo (*A-B*) para rechazar un voltaje alto común que esté presente en los dos canales (por ejemplo, un voltaje alterno del cable de 115 V) se pueden dañar los amplificadores de entrada del osciloscopio. En consecuencia, nunca se debe rebasar el voltaje máximo especificado por el fabricante del osciloscopio para el amplificador de entrada. Siempre que sea posible, empléese un osciloscopio de baterías al efectuar mediciones de voltaje diferenciales en la parte media de un circuito.

- b) *Entrada diferencial.* Conéctese un punto que se esté midiendo con la terminal de entrada positiva de la entrada diferencial y la otra a la entrada negativa. El osciloscopio restará electrónicamente un voltaje del otro y desplegará la diferencia de voltajes entre los dos puntos.

Encendido del Osciloscopio

1. Léase el manual de instrucciones, si se tiene a la mano.
2. Antes de conectar el cable de alimentación, hágase lo siguiente:
 - a) Asegúrese que el interruptor de potencia esté apagado y que el control de intensidad esté ajustado en su posición más baja.
 - b) Ajústense los controles de posición vertical y horizontal a sus posiciones medias aproximadas.
 - c) Colóquense los controles de tiempo/div en 1 ms/div y la fuente de disparo en INT.
 - d) Asegúrese que el interruptor de modo de disparo esté en AUTO.
3. Enchúfese el cable de alimentación. Enciéndase el interruptor de potencia.
4. Espérese aproximadamente un minuto. A continuación, aumentese lentamente la intensidad hasta que aparezca una línea.
5. Con el control de posición vertical, llévase la línea al centro horizontal de la retícula.

6. Usese el control de foco (FOCUS) para obtener el trazo más delgado posible.
7. El osciloscopio queda entonces listo para usarse.

Mediciones de Voltaje

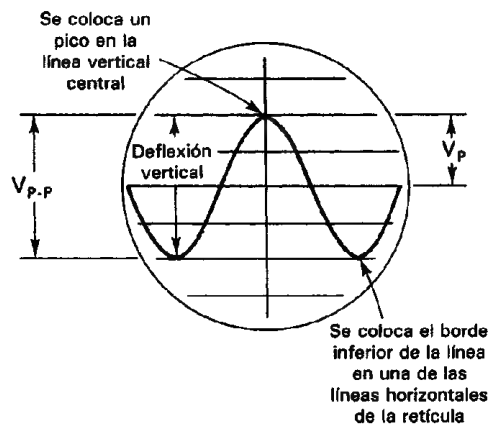
Al conectar un osciloscopio a un circuito para medir el voltaje, siganse las reglas listadas en la sección "Conexión de un osciloscopio". Se puede medir el voltaje a partir de la imagen presentada como se describe a continuación.

El osciloscopio es ante todo un voltmetro. Si se emplea en el modo de barrido disparado, muestra la variación del voltaje que se aplica a su entrada vertical con respecto al tiempo. La altura de la deflexión vertical del trazo mostrado combinado con el ajuste del interruptor V/div da al voltaje *pico a pico* de la señal de entrada. Por ejemplo, una onda que aparezca en la pantalla como en la figura 6-28 tiene una trayectoria vertical de cuatro divisiones. Si el interruptor de V/div está puesto en 0.1 V/div. [y el interruptor Variable (rojo) V/div en la posición *calibrar*], el voltaje pico a pico que se indica es 0.4 V.

Para obtener una lectura exacta de la pantalla, colóquese el trazo de modo que los picos inferiores o superiores estén con una de las líneas de la retícula. También, colóquese uno de los picos cerca de la línea vertical de centro.

Si la onda que se está examinando es una *senoide*, se puede convertir la distancia pico a pico para obtener un valor rms, o efectivo, con la ecuación

$$V_{rms} = \frac{V_{\text{pico a pico}}}{2} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \right) \cong 0.3536 V_{p-p} \quad (6-5)$$



$$\begin{aligned} V &= V_p \sin(\omega t) = V_p \sin(2\pi f t) \\ &= V_p \sin \frac{2\pi}{T} t \end{aligned}$$

Figura 6-28 Medición de voltaje de la pantalla del osciloscopio.

Para el ejemplo anterior,

$$V_p = \frac{0.4}{2} = 0.2 \text{ V} \quad V_{rms} = 0.1414$$

$$V = V_p \sin \omega t = 0.2 \sin \omega t$$

Las relaciones entre valores pico y rms de algunas otras formas de onda aparecen en la figura 1-6.

Mediciones de Corriente con una Resistencia de Prueba

Aunque el osciloscopio en realidad mide voltaje, también se pueden efectuar mediciones indirectas de corriente. Un modo de hacer esto es pasar la corriente a través de una resistencia de prueba conocida y medir la caída de voltaje que resulte. La figura 6-29 muestra cómo se puede hacer esa conexión. Con frecuencia se escoge a R de 1Ω , que no sea inductiva. Como $v = iR$, una resistencia de 1Ω elimina cálculos y da el valor de la corriente inmediatamente. Cuando se emplea esta conexión, la capacidad de potencia de la resistencia debe ser bastante grande para manejar la potencia resultante del flujo de la corriente. Nótese que, a menos que se disponga de una entrada diferencial o a menos que se flote la tierra del osciloscopio, este método necesita que un lado de la resistencia esté a tierra. Por lo tanto, no siempre se puede medir la corriente empleando este método. El uso de sondas de corriente, como se describió en una sección anterior, es un método alternativo.

Mediciones de Tiempo

Cuando se utiliza en el modo de barrido disparado, el circuito de base de tiempo de un osciloscopio se emplea para dar ondas de barrido con varios valores de tiempos de barrido (s/div). Si se muestra una señal cuando se ajusta el osciloscopio a un tiempo de barrido por división específico, el número de divisiones horizontales entre dos puntos a lo largo de la onda de señal es una medida del tiempo transcurrido. Se puede emplear la siguiente relación para calcular el tiempo a partir de esas lecturas:

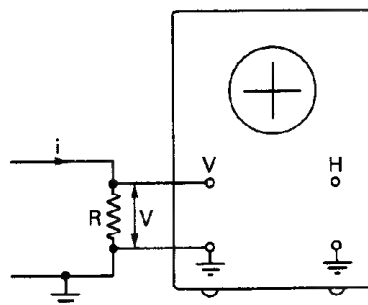


Figura 6-29 Medición de corriente con una resistencia de prueba.

$$\begin{aligned} \text{tiempo} &= \left(\frac{\text{distancia horizontal}}{\text{entre puntos de la figura}} \right) \times \left(\frac{\text{ajuste de barrido}}{\text{horizontal}} \right) \\ &= d \times \text{s/div} \end{aligned} \quad (6-6)$$

Ejemplo 6-4

La distancia horizontal entre los puntos 1 y 2 de la onda que se muestra en la figura 6-30 es 5 divisiones. El barrido horizontal está ajustado a 0.5 ms/div. ¿Cuál es la duración del tiempo entre los puntos 1 y 2?

Solución. Con la ecuación (6-6), se obtiene

$$t = 5 \times 0.5 \text{ ms/div} = 0.0025 \text{ s} = 2.5 \text{ ms}$$

Para obtener resultados exactos se coloca al menos uno de los puntos de la onda en la línea horizontal del centro de la pantalla.

Mediciones de Frecuencia (Método de Barrido Disparado)

La medición de la frecuencia f de ondas periódicas con el modo de barrido disparado es esencialmente la misma técnica que se emplea para medir el tiempo. Sin embargo, se debe hacer un cálculo adicional para determinar f . La frecuencia de una onda es el número de ciclos por segundo. Por lo tanto,

$$f = \frac{1}{T} \quad (6-7)$$

siendo T el tiempo de un ciclo, o sea el periodo. Para calcular f se mide el tiempo de un periodo y se usa la ecuación (6-7).

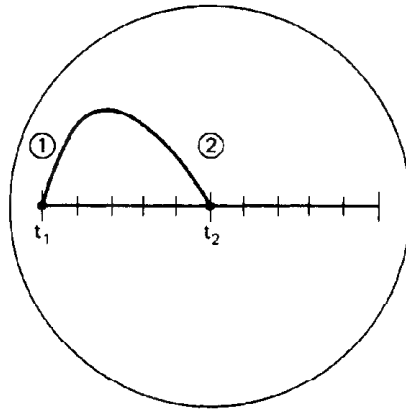


Figura 6-30 Medición de tiempo con la imagen del osciloscopio.

Ejemplo 6-5

Si una función periódica que aparece en la pantalla del osciloscopio tiene una distancia de 4 cm entre el principio y el final de un ciclo, y si el control de tiempo/div está ajustado a 1 ms/div, ¿cuál es la frecuencia de la onda?

Solución. Primero se encuentra la duración de una onda:

$$\begin{aligned} t &= \text{distancia horizontal} \times \text{ajuste de barrido horizontal} \\ &= 4 \text{ div} \times 0.001 \text{ s/div} \\ &= 0.004 \text{ s} \end{aligned}$$

Como en este caso $t = T$,

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.004} = 250 \text{ Hz}$$

entonces, si $V_p = 0.2$ volts,

$$V = V_p \sin \omega t = 0.2 \sin(2\pi f)t = 0.2 \sin(1570t)$$

Mediciones de Fase (Método de Barrido Disparado)

Se puede encontrar la diferencia de fase entre dos ondas de la misma frecuencia empleando el método del barrido disparado y el método de las figuras de Lissajous. En esta sección se describe el método de barrido disparado.

Este método de determinación de diferencia de fase compara la fase de dos señales usando una de ellas como referencia. El corrimiento en la posición de la segunda señal en comparación con la primera, se puede emplear para calcular la diferencia de fases entre las señales.

Para efectuar la medición, se escoge la fase de una señal como cero y se calibra la figura del osciloscopio para indicar esta selección. El procedimiento de calibración implica el ajuste del osciloscopio a *disparo externo*, el *nivel* a cero, y la *pendiente* positiva a modo que se dispare el barrido cuando una señal de disparo cruce el cero con una pendiente positiva. La primera señal, *A*, se conecta entonces a las entradas verticales y a la terminal de disparo externo. La onda que se ve en el osciloscopio es como la que se muestra en la figura 6-31. A continuación, se conecta a la señal de la entrada vertical la señal *B*. La señal *A* permanece conectada como la fuente de disparo externo. Así, si la señal *A* dispara un barrido cuando la señal *B* no está en el mismo nivel y pendiente, la imagen de la señal *B* estará corrida a lo largo del eje horizontal (de tiempo). Para calibrar el eje del tiempo de modo que corresponda a 20° por división, se emplea el control *tiempo variable de barrido* (Variable sweep time) para ajustar la onda de modo que medio ciclo de la señal *A* corresponda a nueve divisiones [figura 6-32 a)]. A continuación se puede encontrar el corrimiento de fase midiendo la distancia al primer cruce de cero de la señal *B* [figura 6-32 b) y c)].

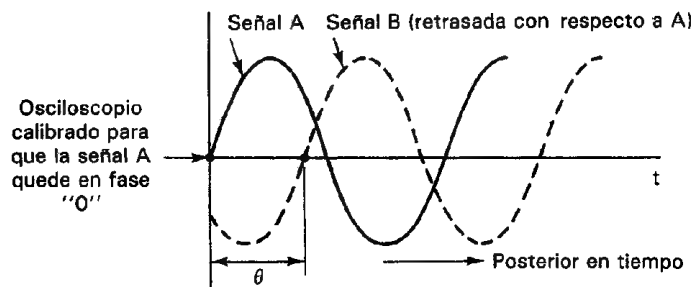


Figura 6-31 Medición de la diferencia de fase con el método del barrido disparado.

Ejemplo 6-6

Sea $V_p = 3.4$ volts y $\omega = 23$ radianes/segundo para la señal B en la figura 6.31. Si $\theta = 0.78$, escribir la ecuación para la señal B empleando la señal A como referencia.

$$V = V_p \sin(\omega t + \theta) = 3.4 \sin(23t - 0.78)$$

Nota: θ está en retraso (o con un ángulo negativo) porque llega después.

Figuras de Lissajous

Si se alimentan dos ondas senoidales al mismo tiempo a un osciloscopio (una a la entrada vertical y la otra a la horizontal) y se ajusta al osciloscopio para trabajar en el modo X - Y , la figura resultante en la pantalla se llama *figura de Lissajous*. Si las dos ondas senoidales son de la misma frecuencia y fase, la figura de Lissajous será una línea diagonal. Si las ondas senoidales son de la misma frecuencia, pero están 90° fuera de fase, la figura será una elipse (si las amplitudes son iguales también, en lugar de la elipse se tendrá un círculo). La figura 6-33 muestra cómo se producen las figuras de Lissajous a partir de la entrada de dos ondas senoidales.

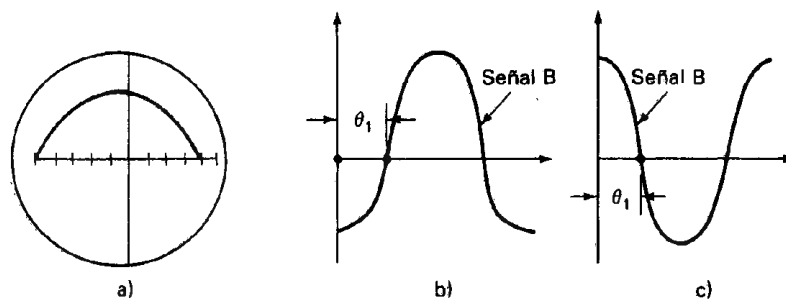


Figura 6-32 Como se determina el ángulo de fase a partir de la imagen de barrido disparado: a) calibración del eje horizontal de modo que 180° equivale a nueve divisiones; b) la fase de la señal B es igual a $-\theta$ para este corrimiento; c) la fase de la señal B está desplazada $\theta = 180^\circ - \theta$ para esta posición.

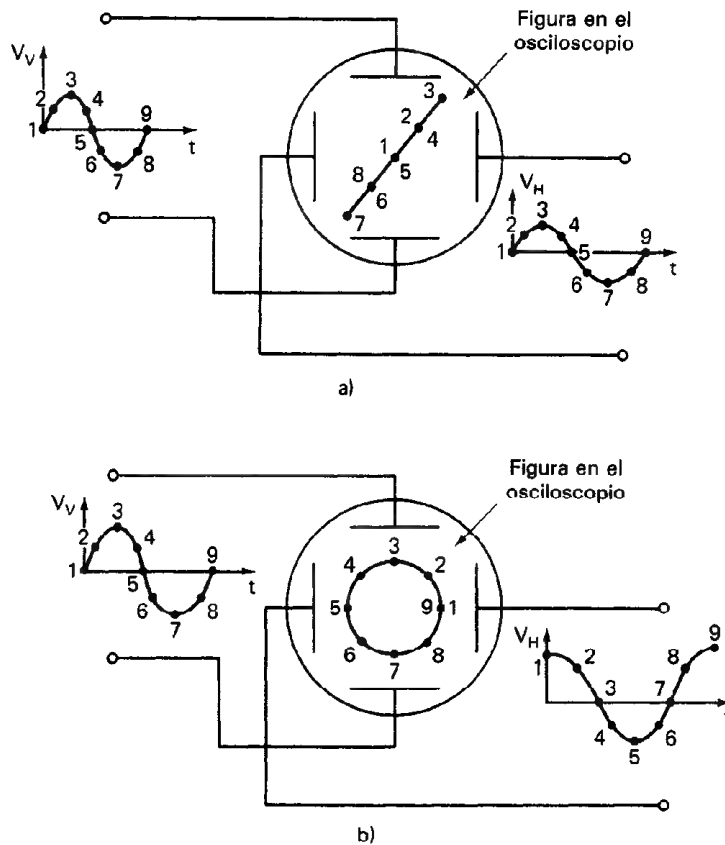


Figura 6-33 Cómo se generan las figuras de Lissajous: a) ondas senoidales de igual frecuencia y fase aplicadas a las placas verticales y horizontales; b) ondas senoidales de igual frecuencia y amplitud, pero con una diferencia de fases de 90° aplicada a las placas verticales y horizontales.

Los puntos numerados en esas figuras trazan la posición del haz de electrones como cambian con el tiempo y las magnitudes de las ondas senoidales aplicadas. Si las dos señales no tienen frecuencias iguales, la figura no será una diagonal, ni elipse ni círculo, sino será otra figura giratoria. Así, si la frecuencia de una señal se conoce, se puede encontrar la de la otra variando la fuente conocida de frecuencia hasta que se observe una figura de Lissajous estable.

Además de las figuras de Lissajous para medir la frecuencia, hay otros métodos como el de la figura anular modulada, la anular interrumpida y la línea interrumpida. Todas ellas se obtienen con un procedimiento e interconexión del equipo muy semejantes a los de las figuras de Lissajous. Sin embargo, ninguno de esos métodos se emplean en los laboratorios modernos, donde se necesita una gran exactitud y rapidez. En lugar de ello, se usan contadores digitales de frecuencia y medi-

dores de fase. Un medidor de nueve dígitos puede resolver un periodo, frecuencia o fase con una resolución de 1 dígito menos significativo. La determinación de la frecuencia o del corrimiento de fase sólo es una aplicación del modo $x-y$. En todo tiempo, dos variables interdependientes, pero no dependientes del tiempo, producirán en el ajuste $x-y$ una figura de la relación. Algunos ejemplos de instrumentación serían el despliegue simultáneo de la presión y volumen de un líquido, la velocidad y par de un motor y la deflexión, y la fuerza en una viga estructural.

Mediciones de Frecuencia con el Modo X-Y

Como los tiempos de barrido de la onda correspondiente se calibran por lo general a un 5 por ciento de sus valores nominales, las mediciones de frecuencia con el método de barrido disparado pueden tener ese error. Sin embargo, si se aplica una fuente exacta y ajustable de frecuencia a la entrada horizontal de un osciloscopio, se puede determinar una frecuencia desconocida con mucha mayor exactitud mediante comparación (figura 6-34). Esto se hace variando la frecuencia de la fuente exacta hasta que se obtenga una figura de Lissajous de círculo o de elipse en la pantalla. El aspecto de la figura de Lissajous estable indica que las frecuencias de ambas señales aplicadas son iguales.

Si no es posible ajustar la frecuencia de la fuente para obtener un círculo o una elipse, se debe ajustar la frecuencia conocida hasta que se logre una figura de Lissajous estable con cierto número de curvas cerradas. La relación del número de curvas horizontales a verticales en la figura estacionaria da la frecuencia desconocida (figura 6-35).

Mediciones de Fase con Figuras de Lissajous

Para medir la diferencia de fases entre dos ondas senoidales, por definición deben ser de la misma frecuencia. (No tiene significado una diferencia de fase entre dos ondas senoidales de distintas frecuencias.) Por lo tanto, si se alimentan dos ondas senoidales de igual frecuencia a las entradas vertical y horizontal, respectivamente, la figura en la pantalla del osciloscopio será un patrón de Lissajous estable. Las características de la forma de la figura permiten determinar la diferencia de fase entre las dos señales. Si las ecuaciones de las dos ondas son

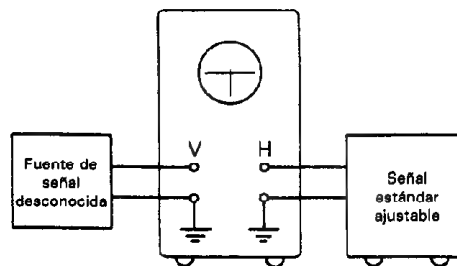


Figura 6-34 Conexiones para medir una frecuencia desconocida comparándola con una frecuencia conocida.

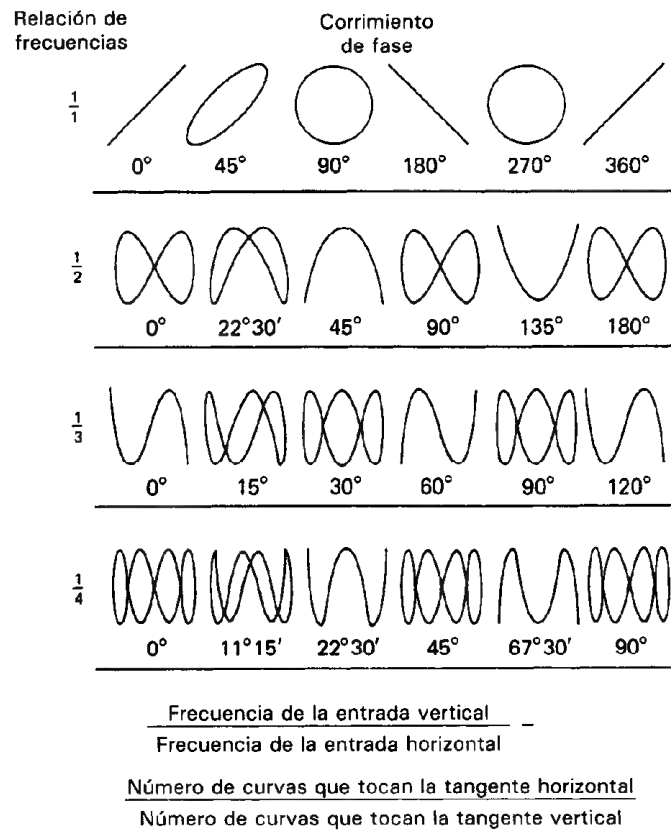


Figura 6-35 Figuras de Lissajous obtenidas al medir frecuencia y fase.

$$X = C \sin \omega t \quad (6-8)$$

y

$$Y = B \sin (\omega t + \theta) \quad (6-9)$$

la diferencia de fase θ se calcula de la figura de Lissajous mediante la ecuación

$$\frac{A}{B} = \sin \theta \quad (6-10)$$

siendo A el punto donde la elipse cruza el eje Y (figura 6-36).

Despliegue de Voltaje contra Corriente en Dispositivos de Dos Terminales

Generalmente, la determinación de las características de voltaje contra corriente (V contra I) en dispositivos con dos y tres terminales es un paso preliminar hacia la

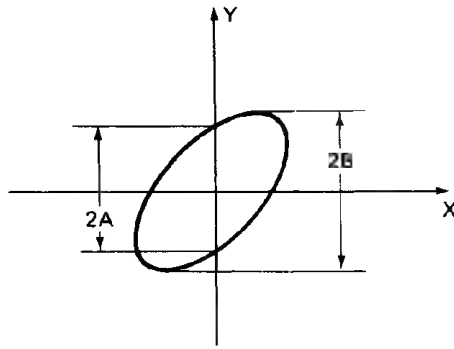


Figura 6-36 Determinación del ángulo de fase a partir de figuras de Lissajous.

aplicación de los dispositivos como elementos de circuito. En el caso de dispositivos no lineales, como diodos y transistores, la figura de la característica V - I es por lo general el medio más eficaz de mostrar los datos V contra I relacionados con la operación del dispositivo. En esta sección se verá cómo se puede emplear el osciloscopio para mostrar las características V - I de los dispositivos de dos terminales empleando diodos semiconductores como vehículo de demostración.

En una sección posterior de este capítulo que trata sobre trazadores de curvas, se verá cómo se pueden desplegar las características V - I de dispositivos de tres terminales (como transistores bipolares y FETs).

Los diodos reales son dispositivos de dos terminales que tienen características V - I no lineales. La corriente I_D que pasa por los diodos semiconductores se calcula aproximadamente mediante la ecuación

$$I_D = I_o(e^{qV/kT} - 1) \quad (6-11)$$

La constante I_o es la corriente inversa de saturación (típicamente muy pequeña, $\approx 10^{-12}$ A); V es el voltaje aplicado al diodo; q es la carga del electrón, 1.6×10^{-19} C; k es la constante de Boltzmann, 1.38×10^{-23} J/°K; y T es la temperatura en °K. Por lo tanto, la cantidad q/kT es igual a 0.026 V a temperatura ambiente ($T = 300^\circ\text{K} = 26^\circ\text{C}$). La forma gráfica de la característica voltaje contra corriente de los diodos semiconductores, que describe la ecuación (6-11) se muestra en la figura 6-37a). En esta figura se ve que cuando el voltaje a través del diodo, V , es positivo (condición de polarización directa) y es varias veces mayor que el valor de q/kT (es decir, $V \gg q/kT$), la corriente aumenta rápidamente al aumentar el voltaje. Cuando el voltaje aplicado es negativo (condición de polarización inversa) la ecuación (6-11) predice que $I_D \approx -I_o$. Por lo tanto, la corriente inversa del diodo es constante e independiente del voltaje de polarización inversa aplicado. La mayor parte de los diodos comerciales presentan un valor constante I_o para valores negativos de V . Sin embargo algunos diodos tienen un aumento pronunciado (y quizá inaceptable) en la corriente inversa al aumentar el voltaje inverso. Además, a cierto voltaje inverso, los diodos reales presentan una desviación abrupta de la ecuación (6-11). Una gran corriente fluye en sentido inverso en este voltaje crítico (que se llama voltaje inverso de ruptura) y se dice que el diodo trabaja en la región de ruptura.

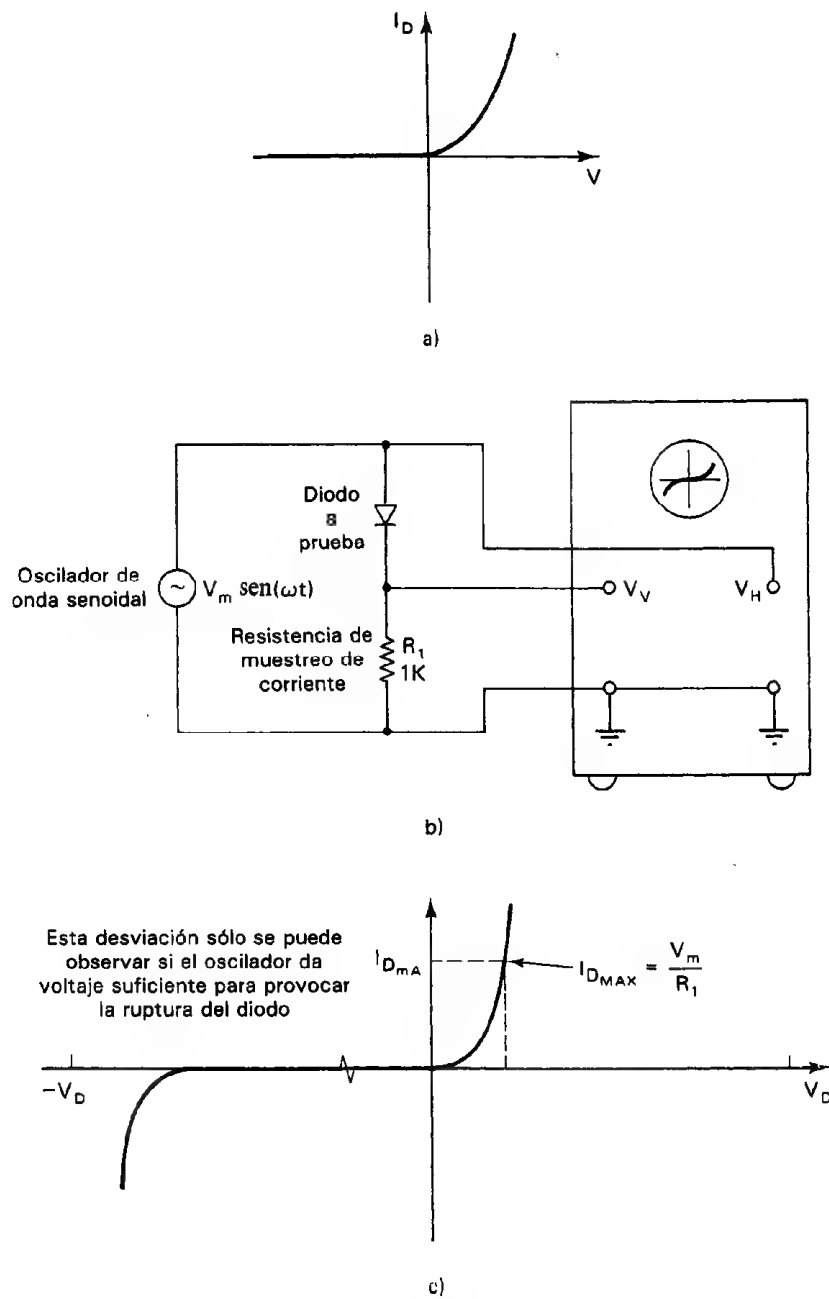


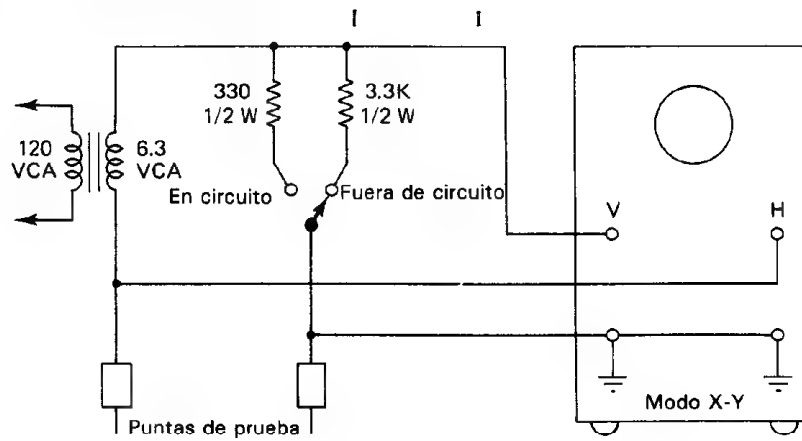
Figura 6-37 Medición de las características V - I de diodos con osciloscopio en entrada de una terminal y en modo X - Y : a) característica V - I , predicha por la ecuación (6-11); b) disposición de la prueba; c) imagen en el osciloscopio.

Se puede emplear un osciloscopio para mostrar en forma gráfica la relación $V-I$ del diodo. El circuito que se muestra en la figura 6-37 indica cómo hacerlo. (Nótese que el mismo circuito se puede emplear también para mostrar las características $V-I$ de virtualmente todos los dispositivos de dos terminales.) El osciloscopio (en la figura 6-37 se muestra uno con entrada de una sola terminal) se emplea en su modo de operación $X-Y$. El oscilador de onda senoidal aplica un voltaje (60 Hz es una frecuencia cómoda) a través del diodo. Este voltaje también se aplica a la entrada horizontal del osciloscopio. La corriente a través del diodo, I_D , se muestra como una deflexión vertical, porque es proporcional al voltaje que aparece a través de la resistencia de muestreo de la corriente, R_1 , del circuito. Si $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, como en la figura 6-37, la sensibilidad vertical del voltaje de la figura en la pantalla (en V/div) se convierte automáticamente a mA/div . La resistencia R_1 hace también la función de limitar la máxima disipación de potencia en el diodo. Por ejemplo, si la amplitud de la onda senoidal aplicada es V_m , la corriente máxima en el diodo se limita a V_m/R_1 . La característica $V-I$ desplegada por este circuito en la pantalla del osciloscopio, se muestra en la figura 6-37c). Nótese que como el osciloscopio en la figura 6-37b) está equipado con entrada de una terminal, la terminal "menos" de las entradas X y Y del osciloscopio se deben conectar al mismo punto de tierra. Por lo tanto, se deben conectar las conexiones que muestra la figura 6-37b).

Se debe mencionar un importante punto adicional. Para que la figura $V-I$ del diodo aparezca como se muestra en la figura 6-37c), la diferencia de fases entre las dos señales aplicadas a las placas deflectoras del osciloscopio debe ser cero. Si se crea una diferencia de fase *no cero* entre las dos señales, debido a que no sean idénticos los amplificadores vertical y horizontal en el osciloscopio, aparecerá una característica $V-I$ que es una curva cerrada en lugar de una línea única. Esto se puede observar aumentando la frecuencia del oscilador a más de 10 kHz. Para determinar si una curvatura en la pantalla está originada por un corrimiento de fase debido a dos amplificadores diferentes, se puede sustituir una resistencia de carbón en lugar del diodo en el circuito de prueba. Si la figura $V-I$ resultante todavía es una elipse con la resistencia en su lugar (en lugar de una recta), es señal de que los amplificadores del osciloscopio son los causantes del corrimiento de fase.

En la figura 6-38 se muestra un circuito útil y las curvas resultantes en el osciloscopio, para probar cualquier dispositivo con dos terminales. Las curvas variarán dependiendo del valor del componente y de la frecuencia empleada. Los principios básicos de este circuito se han incorporado en probadores comerciales que son muy versátiles. En circuitos digitales, se le llama análisis de firma a la técnica de aplicar una señal conocida a un circuito y observar entonces la salida a cada terminal del circuito. Se emplea la misma técnica en los circuitos analógicos y digitales, pero de modo análogo. Conociendo la respuesta de un componente a un conjunto dado de señales, se puede determinar si el componente es, dentro de sus especificaciones, defectuoso o aceptable. La figura 6-39 muestra un probador que se emplea para verificar componentes de un circuito impreso sin quitarlos de su lugar.

La figura 6-40 muestra las figuras en un probador Huntron para un diodo y un capacitor. Cuando no se conoce la figura, se puede emplear un conmutador para



a) Conjunto de prueba

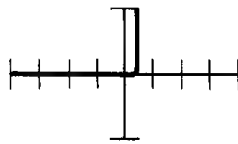


Ondas del osciloscopio

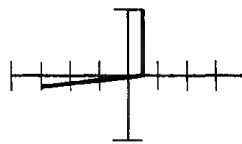
Figura 6-38 Conjunto de prueba para componentes en y fuera de circuito.



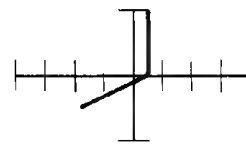
Figura 6-39 Probador de componentes en circuito. (Cortesía de Huntron Inc.)



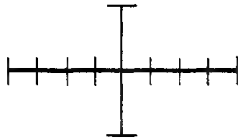
a) Diodo sin corriente de fuga



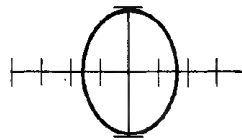
b) Diodo en paralelo con 1K



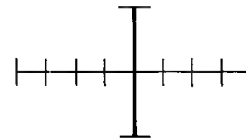
c) Diodo en paralelo con 100 ohms



d) Capacitor abierto



e) Capacitor con ligeras fugas



f) Capacitor en corto

Figura 6-40 Figuras típicas en el probador Huntron de componentes en circuito.
(Cortesía de Huntron, Inc.)

comparar la figura de un dispositivo que se sabe está en buenas condiciones, con la figura de un dispositivo desconocido (figura 6-41). Los límites aceptables de las diferencias de figuras se pueden establecer, por ejemplo, para su uso en algún departamento de inspección. Cuando están bien documentadas las figuras, se pueden localizar las fallas en un circuito de instrumentación y se pueden reparar mucho más rápido que empleando un osciloscopio y un multímetro.

Errores del Osciloscopio

1. Error de lectura. Generalmente es difícil tomar la lectura de la posición de una línea en un osciloscopio con mayor exactitud que $\frac{1}{10}$ de una división principal. Por lo tanto, el error de lectura puede ser $\pm \frac{1}{20}$ de una división en el mejor de los casos y más si el observador no tiene cuidado. Este error, como porcentaje de la lectura es mayor si la deflexión comprende menos divisiones. Para reducir al mínimo este error, se usa siempre el ajuste de V/div que da la mayor deflexión y al mismo tiempo mantiene completa la variación vertical de la señal en la pantalla.

Ejemplo 6-7

Si la deflexión de una señal en la pantalla es de cinco divisiones, a) ¿cuál es el error mínimo de lectura? b) Si la deflexión es de sólo una división, ¿cuál es el error?

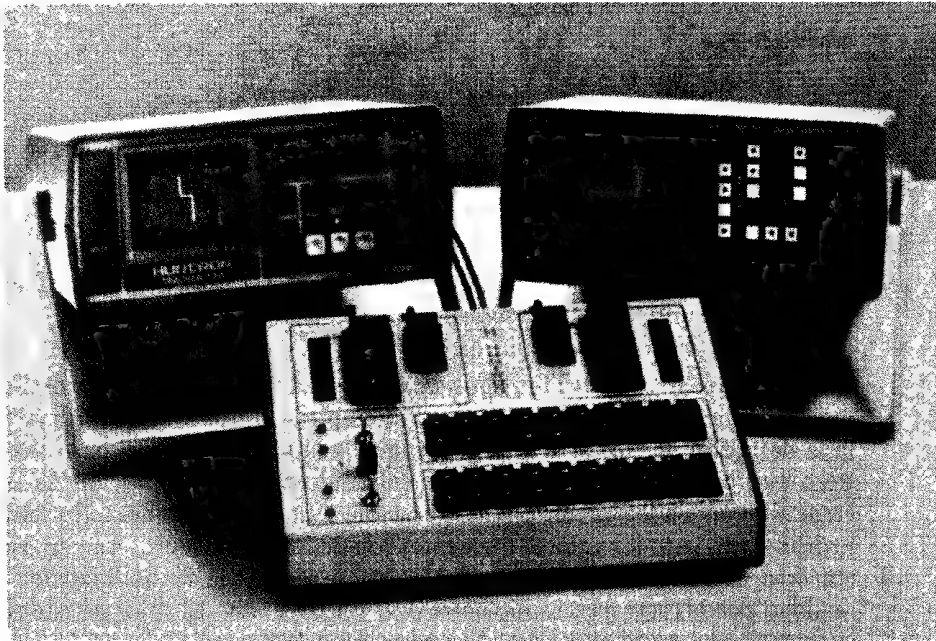


Figura 6-41 Probador Huntron empleado en la comparación de firmas de componentes o de figuras de respuesta. (Cortesía de Huntron Inc.)

Solución.

- a) Si la deflexión de cinco divisiones y el error es de $\pm \frac{1}{20}$ o 0.05 div, el error posible es

$$\text{error} = \frac{\pm 0.05}{5} \times 100\% = 1\%$$

- b) Si la deflexión es de 1 div, el error posible es todavía ± 0.05 div, o sea

$$\text{error} = \frac{0.05}{1} \times 100\% = 5\%$$

2. Error de paralaje. En algunos osciloscopios, la retícula está colocada a corta distancia al frente de la pantalla (figura 6-42). Si el observador no ve la pantalla correctamente, el punto parecerá estar en una posición ligeramente distinta en la retícula a la que en realidad está. El error debido a este efecto se llama *error de paralaje*.

Hay otros osciloscopios que se fabrican con retícula grabada directamente en la pantalla del tubo de rayos catódicos. En estos osciloscopios se elimina el error de paralaje. Se debe examinar el manual de instrucciones del aparato que se esté empleando para ver si tiene esta particularidad.

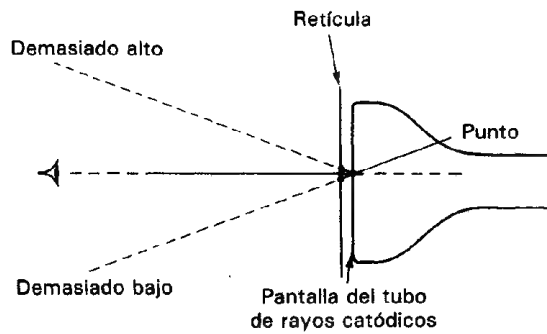


Figura 6-42 Error de paralaje en osciloscopios.

3. Error de calibración del osciloscopio. La sensibilidad de un osciloscopio se puede ajustar a varios niveles. Cuando se emplea la *posición de calibración*, se ajusta la deflexión por división a un valor igual a la sensibilidad del paso seleccionado. Pero aun cuando esté correctamente calibrado el osciloscopio, queda todavía un error inherente a los circuitos de calibración. Este error de calibración varía en cada instrumento, pero los valores frecuentes son de 1 a 3 por ciento. Así, un osciloscopio con error de calibración de 3 por ciento, que se ajuste a la sensibilidad de 1 V/div, en realidad puede estar mostrando entre 0.97 y 1.03 V/div. El valor de este error se encuentra consultando el manual de operación del aparato.

4. Error de carga. El concepto general de carga se presentó en el capítulo 3. Los detalles de cómo la carga origina errores en la lectura de un osciloscopio se presentaron en la sección "Puntas de prueba del osciloscopio", al igual que la información de cómo se emplean las sondas para reducir estos errores.

5. Captación de zumbido y ruido. El osciloscopio se diseña para poder amplificar y mostrar señales pequeñas de entrada. Esta capacidad lo hace susceptible a la amplificación de señales pequeñas no deseadas y al ruido, especialmente cuando está ajustado a sus máximas capacidades de sensibilidad de V/div. Para evitar que el osciloscopio capte esas señales de interferencia, se deben tomar precauciones especiales.

Las señales de interferencia más serias en un osciloscopio provienen de los campos eléctricos y magnéticos generados por las líneas de distribución que conducen la corriente de 60 Hz a los hogares y laboratorios. Los motores, las lámparas fluorescentes y demás equipo eléctrico que toma su corriente de las líneas de distribución también son fuentes de campos variables en el tiempo. Estos campos parásitos siempre están presentes en el laboratorio y hacen que se induzcan señales de 60 Hz en los circuitos que están midiendo el osciloscopio y en las puntas de entrada del aparato. A esta señal se le llama *zumbido*.² La magnitud del zumbido captado por

² Consúltense en el capítulo 16 la descripción de por qué al ruido de 60 Hz se le llama "zumbido" y una descripción más detallada del ruido generado externamente.

un osciloscopio depende de la impedancia del circuito que se esté midiendo, de la longitud del cable de la sonda y del tipo de blindaje empleado por este cable. Las señales de zumbido son más grandes cuando se conectan puntas de prueba largas y sin blindaje a circuitos de alta impedancia. Mientras mayor sea la longitud del cable de la sonda, mayor es la capacitancia parásita entre los conductores y los cables de alimentación de corriente cercanos. Como

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (6-12)$$

se inducirá una señal mayor, indeseada, en un conductor de prueba cuando exista un efecto capacitivo mayor entre él y algún otro conductor a un potencial diferente. Esta ecuación también predice que las señales de mayor frecuencia (mayor valor de dv/dt) también producirán un mayor flujo de corriente captada en los conductores. Así, cualquier conductor que porte señales de alta frecuencia (de osciladores cercanos, radios, etc.) puede también ser fuente de señales de interferencia.

Para verificar el hecho de que un osciloscopio capta y muestra señales de interferencia, se conecta un extremo de un cable no blindado (o un cable blindado con blindaje *no conectado a tierra*) a las entradas del osciloscopio. Se deja sin conectar el otro extremo, descansando en el banco de trabajo. El amplificador vertical se debe llevar a la posición de máxima sensibilidad y el nivel de disparo a la posición AUTO. El tiempo de barrido se debe llevar a aproximadamente 5 ms/div. En la pantalla debe aparecer una onda senoidal de 60 Hz. Si la imagen resultante es una onda senoidal distorsionada de 60 Hz, la distorsión puede originarse debido a armónicas de altas frecuencias o de picos que se originan en iluminación fluorescente, etc.

El mejor modo de reducir el nivel de las señales de interferencia por acoplamiento capacitivo es el empleo de cables cortos que tengan un blindaje que pueda conectarse a tierra. La mayor parte de las sondas de osciloscopios tienen un blindaje que se puede conectar a la tierra del aparato. (Típicamente, el conductor exterior del cable coaxial de la sonda sirve como blindaje.) Cuando el blindaje se conecta a tierra, permanece aproximadamente a cero potencial y así protege al cable portador de la señal de verse influenciado por los campos eléctricos externos, variables con el tiempo. Este hecho también se puede verificar aterrizando el blindaje de los cables de entrada en el experimento descrito antes. En la práctica, los cables blindados tienen un 90 por ciento de eficacia para proteger a los conductores de las señales de interferencia externas.

Además del empleo de cables blindados, se deben apagar las fuentes obvias de ruido como lámparas fluorescentes, osciladores y motores, o se deben mantener alejados del osciloscopio durante mediciones de bajos niveles. Se pueden usar las entradas diferenciales para reducir el ruido en modo común, también en mediciones de bajo nivel.

6. Errores de ancho de banda y tiempo de subida. Si la frecuencia de las señales que se aplican al osciloscopio es mayor que las capacidades de respuesta a la frecuencia de los amplificadores del instrumento, las imágenes mostradas no serán réplicas

fieles de esas señales de entrada. Las especificaciones de respuesta a la frecuencia de los amplificadores (*ancho de banda y tiempo de subida*) se describen en el capítulo 15, al igual que los errores que se presentan cuando se rebasan esas especificaciones. Los resultados de la información que se presentan en esa sección se pueden aplicar directamente al cálculo de los errores de ancho de banda y de tiempo de subida. Se pide al lector que consulte el capítulo 15 para obtener la información concerniente a esos errores.

FOTOGRAFIA DE OSCILOSCOPIO

Para obtener un registro permanente de las señales que muestra un osciloscopio o trazador de curvas para transistores, se puede hacer un esquema a mano o una fotografía.

Para hacer dibujos a mano, se pueden conseguir papeles especiales adheribles con retículas impresas. Este método de registro no es tan exacto como una fotografía, pero es más barato. Al hacer esquemas a mano, se debe tener cuidado para evitar rayar la pantalla o de aumentar la intensidad demasiado alta a la pantalla, que pueda quemar el material fosforescente de ella.

Para fotografiar figuras de osciloscopio, se usan cámaras especiales con película Polaroid (figura 6-43). Esas cámaras especiales están diseñadas para montarse directamente en la cara del osciloscopio. La película Polaroid permite hacer rápidamente las fotografías y no es necesario exponer el rollo completo para revelar las fotos. Algunas cámaras, como el modelo de la figura 6-43, tienen un visor para que el operador pueda observar la figura en la pantalla antes de tomar la foto.

Lo usual es emplear película de alta velocidad (ASA 3000 o 10,000) de modo que se pueden tener tiempos cortos de exposición. Después de haber revelado una película Polaroid, se debe recubrir cuidadosamente para protegerla del deterioro. Los barnices adecuados se surten con la película.

La *velocidad fotográfica de escritura* de un osciloscopio es la velocidad máxima a la cual se puede mover un punto de luz por la pantalla del tubo de rayos catódicos y todavía poder ser fotografiado. Los osciloscopios de alta calidad tienen velocidades de escritura de 5000 cm/ μ s. La velocidad de escritura determina la máxima frecuencia de onda o el pulso de subida más rápida que se puede fotografiar de la pantalla.

El posdesvanecimiento es una técnica que permite fotografiar trazos de osciloscopio a dos o tres veces la velocidad de escritura. Esto se logra exponiendo la película a una fuente luminosa después de haber sido expuesta a la imagen del tubo de rayos catódicos. El posdesvanecimiento (o solarización) se lleva a cabo mediante la iluminación de la retícula, un cañón de desbordamiento o una fuente de luz ultravioleta, dependiendo del diseño específico.

Cuando se trata de fotografiar un evento único transitorio, es mejor disparar externamente el osciloscopio con el mismo circuito que inicia el transitorio en lugar de emplear disparo interno. El ruido y otras señales espurias pueden disparar accidentalmente el osciloscopio si se emplea disparo *interno*. Una señal de disparo externa adecuada constituye un comando predecible, libre de ruido, tanto al osciloscopio

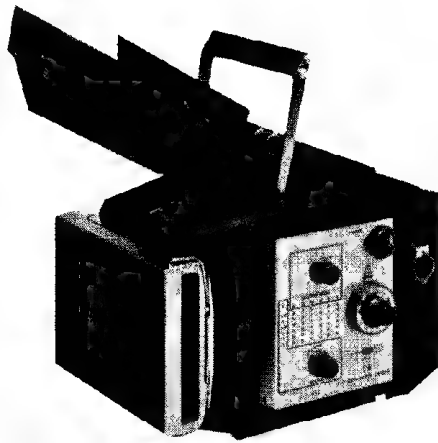


Figura 6-43 Cámara de osciloscopio.
(Impreso con permiso de Tektronix,
Inc.)

como al dispositivo de prueba que produce el transitorio. Mejor aún, se usa un osciloscopio de almacenamiento (si se puede conseguir) y se fotografía la imagen almacenada.

Recomendaciones para Fotografía de Osciloscopio

1. Consúltase el manual de instrucciones de la cámara de osciloscopio que se esté empleando, para conocer los detalles sobre carga de la película, enfoque de la cámara y el ajuste de la velocidad del obturador.

2. Al estimar las condiciones de exposición, ajústese el trazo del osciloscopio a brillantez normal (es decir, un nivel de brillantez que parezca adecuado para observación visual normal). A continuación, se ajusta la abertura del diafragma a 8 y el tiempo de exposición a 0.1 s.

3. Manténgase baja la iluminación de la retícula si se dispone de un ajuste de control para ella.

4. Tómese la fotografía.

5. Si no es satisfactoria la fotografía obtenida cuando se emplean las condiciones de abertura del diafragma y de tiempo de exposición, cámbiese este último en un factor de 4 o de 8. Un cambio en un factor de 2 sólo tendrá un efecto secundario en la fotografía resultante debido a que la mayor parte de las películas tienen una amplia latitud de exposición.

6. Al fotografiar trazos múltiples mediante fotos repetitivas en un mismo cuadro de película, apáguese la iluminación de la retícula después de la primera fotografía.³

³Nota del traductor: En vista de los tiempos relativamente largos de exposición, se debe tener la precaución de NO MOVER ni provocar vibraciones o trepidaciones al tren de prueba durante la fotografía. Se debe emplear un cable disparador, de preferencia y no la palanca manual de la cámara.

OSCILOSCOPIOS DE APLICACIONES ESPECIALES

Además del osciloscopio básico que se describió en este capítulo, hay otros osciloscopios especializados que cuentan con características que aumentan algunas de las capacidades del aparato básico. A continuación se describirán los tipos más importantes y se mencionarán algunos hechos sobre sus características y funciones especiales. Sin embargo, los detalles de funcionamiento y las aplicaciones de esos osciloscopios son demasiado especializados (y complejos) para poder describirse completamente en este texto.

Base de Tiempo Retardado (Barrido)

En la sección que describe los circuitos de base de tiempo de los osciloscopios, se analizó la amplificación de barrido y su función. Se hizo notar que la amplificación de barrido puede expandir la escala horizontal en cierto factor ($5\times$ o $10\times$), pero que al llevar a cabo lo anterior se tiene una pérdida de exactitud en la escala del tiempo. Además, se mencionó que con una alta amplificación sería difícil distinguir los segmentos de interés de la onda expandida. Empleando la particularidad de base de tiempo retardado en lugar de una amplificación de barrido, se pueden expandir los segmentos deseados de una onda y se superan los problemas que se acaban de mencionar. Además, el empleo de una base de tiempo retardado puede presentar otras ventajas en algunas aplicaciones de medición (incluyendo las mediciones de intervalos de tiempo con aproximadamente el 1 por ciento de exactitud).

La particularidad del barrido retardado se crea empleando dos bases de tiempo en el osciloscopio; una base de tiempo principal (*A*) y una base de tiempo secundaria (*B*, que se llama el barrido retardado). La base de tiempo *B* es típicamente 10 o 100 veces más rápida que la base de tiempo *A*. La base de tiempo *A* genera el mismo tipo de onda de barrido que en el osciloscopio básico [figura 6-44 a)]. En osciloscopios con la particularidad de barrido retardado, el control de barrido se lleva a *barrido A* (*sweep A*) cuando sólo se emplea la base de tiempo *A*. La base de tiempo *B* también genera una onda de barrido, pero su tiempo de inicio es cuando la amplitud de la onda *A* de barrido alcanza un nivel seleccionado (que corresponde al tiempo de retardo deseado, t_d) que se haya ajustado en el control *multiplicador de tiempo de retardo* (*delay time multiplier*). En este punto, el generador de barrido retardado se activa y su función es hacer que la parte seleccionada de la figura se intensifique [figura 6-44b)]. (El interruptor de despliegue horizontal se coloca en *A intensificado* cuando se emplea este modo de operación.) A continuación, el interruptor de despliegue horizontal se lleva a la posición de *barrido B*. La figura original queda sustituida por la parte de la figura que se haya intensificado en el paso anterior [figura 6-44c)]. En esta posición, la parte intensificada se puede expandir en la pantalla [figura 6-44d)]. Como la base de tiempo *B* es de 10 a 100 veces más rápida que la base *A*, se puede lograr la expansión de la figura hasta con esa amplificación.

El tiempo de retardo entre el inicio del barrido principal y el retardado se relaciona con la posición de tiempo/div de la base de tiempo principal. Esta es la razón

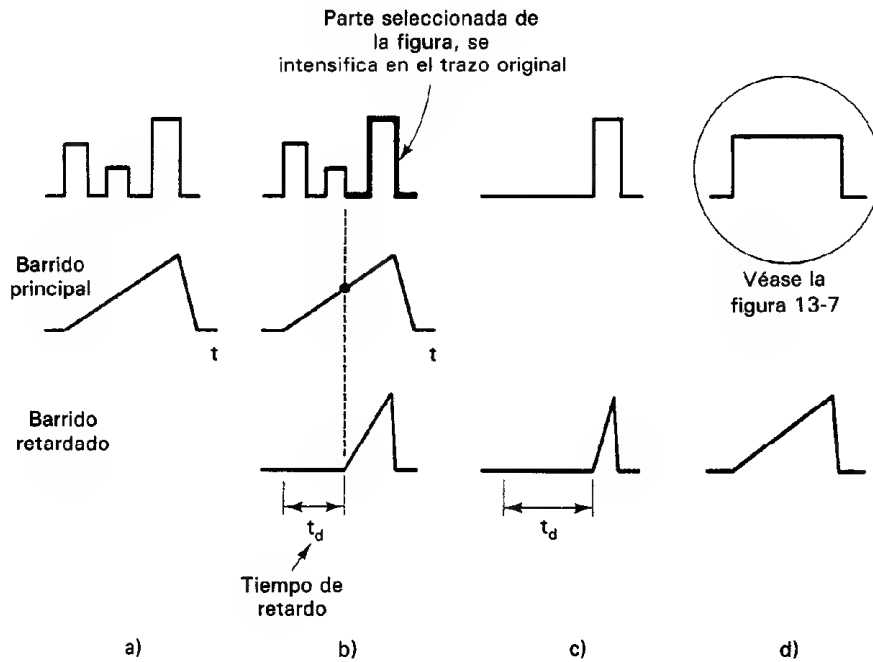


Figura 6-44 a) Trazo original en la pantalla del osciloscopio; b) parte seleccionada de la figura intensificada activando la onda de barrido retardado; c) el barrido principal ya no hace que se muestre la señal completa, sólo la onda de barrido retardado origina la figura; d) parte seleccionada de la figura original en forma expandida.

por la que al control de retardo se le llama *multiplicador de tiempo de retardo*. El control de retardo es por lo general un potenciómetro de precisión de 10 vueltas con una escala adjunta de 0.00 hasta 10.0 (incertidumbre de 0.1 por ciento de la escala completa). Un comparador compara el voltaje de corriente directa de precisión (obtenido de la salida del potenciómetro de retardo) con el voltaje en aumento de la rampa del barrido principal. Cuando los dos voltajes son iguales, el comparador emite un pulso que inicia el barrido retardado. Se pueden llevar a cabo mediciones de intervalos de tiempo con una exactitud de aproximadamente 1 por ciento con el procedimiento que se describe a continuación: se usa el centro de la pantalla del osciloscopio para marcar los puntos de inicio y de paro del intervalo de tiempo de retardo y se determinan las lecturas del potenciómetro para esos dos puntos. A continuación, se restan las lecturas (indicación de la perilla del potenciómetro para el punto de paro menos la correspondiente al punto de inicio) y se obtiene el intervalo de tiempo para los dos puntos. La exactitud de la medición está limitada por la incertidumbre en la lectura del potenciómetro de 10 vueltas (0.1% a escala completa) más la incertidumbre debida al generador de barrido (0.5 por ciento de la lectura), o sea menos que 1 por ciento de error total.

Algunas bases de tiempo de retardo se pueden operar también en un *modo de barrido mixto*. En este modo, aparece el despliegue normal que origina la base de tiempo

principal. Sin embargo, la base de tiempo de barrido retardado también se activa como se mencionó antes. Cuando la amplitud de la onda de diente de sierra de la base de tiempo retardado rebasa la amplitud de la onda correspondiente de la base principal, se cambia el despliegue electrónicamente para mostrar la imagen expandida. Así, se produce simultáneamente una figura mixta, que consiste de la parte no expandida y de la parte expandida. En algunas bases retardadas, se pueden mostrar alternadamente y separar las figuras no expandidas y amplificadas para dar un tipo de despliegue de doble trazo. El barrido mixto encuentra su mejor aplicación en algunas aplicaciones digitales. Un tren de pulsos completo se puede observar minuciosamente y se puede contar expandiendo cada pulso con la base de tiempo retardado. Cuando se emplea en el modo de barrido mixto, se puede observar cada pulso en el tren sólo variando los controles del tiempo de retardo.

La utilización de la base de tiempo de barrido retardado también tiene las siguientes ventajas:

1. Se puede eliminar el bailoteo y el corrimiento de las figuras observadas.
2. Se puede lograr una mejor exactitud en las mediciones de tiempo, que empleando una base de tiempo convencional.

Osciloscopios de Muestreo

Para mostrar señales recurrentes con frecuencias mayores que los límites de los osciloscopios de banda ultra amplia (de alta frecuencia), se deben emplear *técnicas de muestreo*. Con estas técnicas, la señal se reconstruye para su despliegue partiendo de muestras secuenciales de su onda.

Un osciloscopio de muestreo es análogo a un estroboscopio, dispositivo que permite la observación visual de maquinaria en rotación rápida iluminándola momentáneamente a posiciones ligeramente avanzadas en los giros sucesivos. Un sistema de muestreo mide la amplitud de una pequeña parte de la onda y muestra esta amplitud instantánea en la pantalla en forma de un punto. Después de mostrar el punto, se apaga el haz de electrones y se mueve horizontalmente una corta distancia. Durante este intervalo de tiempo, el osciloscopio mide otra muestra de la onda de entrada, pero durante el ciclo siguiente de la onda y a una posición ligeramente más retardada en el ciclo. Entonces el osciloscopio muestra la nueva amplitud instantánea como otro punto, colocado horizontalmente a una distancia muy corta del primer punto. De este modo, el osciloscopio grafica la onda de entrada punto a punto, empleando hasta 1000 muestras para reconstruir la onda original (figura 6-45). La frecuencia de muestreo puede ser tan baja como un centésimo de la frecuencia de la señal de entrada. En ese caso, si la señal de entrada tiene una frecuencia de 1 GHz (1000 MHz), el ancho de banda necesaria para el amplificador del osciloscopio sólo necesita ser de 10 MHz. Los osciloscopios de muestreo se fabrican con capacidades de mostrar señales recurrentes con frecuencias de más de 10 GHz y pulsos con tiempos de subida de menos de 30 ps.

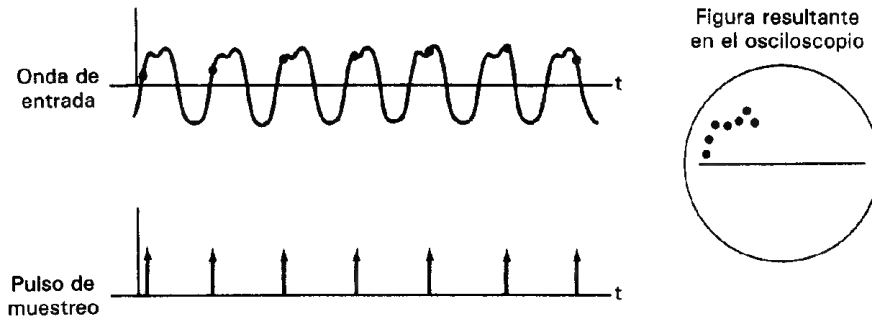


Figura 6-45 Relación entre la onda de entrada, los pulsos de muestreo y la figura en pantalla, en osciloscopios de muestreo.

Hay ciertas limitaciones del osciloscopio de muestreo, aparte del requisito de las ondas recurrentes. Primero, hay un voltaje máximo de entrada, que nunca se debe rebasar (normalmente de 1 a 2 V). Se pueden destruir los diodos de muestreo por voltajes de entrada mayores. Sin embargo, si se colocan atenuadores en las puntas de prueba se pueden tener señales mayores de voltaje que se atenúan a un nivel seguro y se alimentan a las entradas de muestreo. Además, la impedancia de entrada de la mayoría de las unidades de muestreo es de $50\ \Omega$ y generalmente se emplean para visualizar pulsos de una fuente de $50\ \Omega$. Por ello, se deben emplear sondas activas especiales para medir señales provenientes de las fuentes de señal con impedancias mayores.

Osciloscopios de Almacenamiento (de Memoria)

En los osciloscopios convencionales, la persistencia del fósforo es típicamente de milisegundos hasta segundos (consúltese la tabla 6-1). Esto significa que una figura que representa una onda o evento no repetitivos desaparecerá en un tiempo corto. Los *osciloscopios de almacenamiento* se inventaron para superar este inconveniente de la no permanencia de las imágenes. Tienen la capacidad de almacenar una imagen en la pantalla durante un tiempo mucho mayor (típicamente desde segundos hasta horas). La imagen almacenada se puede borrar cuando se quiera para permitir mostrar otra nueva. También, para mediciones que no necesitan de la capacidad de almacenamiento, el osciloscopio de almacenamiento se puede hacer funcionar en el modo convencional.

Los osciloscopios de almacenamiento son de especial utilidad para varias aplicaciones. Además de poder registrar fenómenos no repetitivos (que sólo “destellarían” en un tubo de rayos catódicos con demasiada rapidez para poderse evaluar), los osciloscopios de almacenamiento pueden mostrar con eficacia las ondas de fenómenos que cambian muy lentamente a través del tiempo. De igual manera, las señales recurrentes con velocidades muy bajas de repetición se pueden mostrar también sin tener el parpadeo de la imagen. El almacenamiento también puede reducir el tiempo necesario para

fotografiar las figuras del osciloscopio. Esto es, se pueden borrar las figuras no deseadas lo que sea necesario antes de tomar la fotografía. Por otro lado, si no se puede lograr que un evento sea repetitivo, el almacenamiento protege contra la posibilidad de un error en la toma de la fotografía.

La característica de almacenamiento (o de *retención*) es posible por la invención de tubos de rayos catódicos especiales. Hay varios tipos de esos tubos: el tubo de *fósforo biestable*, el tubo de *persistencia variable* (que a veces también se llama el tubo de medio tono) y el tubo de *transferencia rápida*. (También se cuenta con almacenamiento digital y esto se describe en la sección sobre osciloscopios digitales.)

El tubo de *fósforo biestable* (figura 6-46) emplea un fósforo especial que puede almacenar o no una imagen y por lo tanto sólo produce un nivel de brillantez de imagen (no se pueden tener medios tonos). La imagen almacenada se puede retener hasta durante varias horas. Los tubos biestables de almacenamiento fueron los primeros tubos de almacenamiento que se tuvieron. Son los más fáciles de emplear y los menos costosos. En algunos tubos biestables se tiene una opción de *pantalla dividida* que secciona la zona visual en dos mitades. Cada una se puede emplear independientemente para almacenar figuras. (Además, se puede emplear una mitad en el modo de almacenamiento para retener, por ejemplo, una onda de referencia. La otra mitad se puede hacer funcionar en el modo normal o no de almacenamiento, para monitorcar, por ejemplo, una salida externa.)

El segundo tubo de almacenamiento, tubo de *rayos catódicos de persistencia variable*, permite una graduación en la brillantez de la figura (típicamente de cinco niveles de brillantez) y también permite seleccionar el tiempo durante el cual debe mantenerse la imagen. Los tubos de persistencia variable son los más adecuados para despliegues en tiempo real, análisis de espectro, reflectometría en dominio de

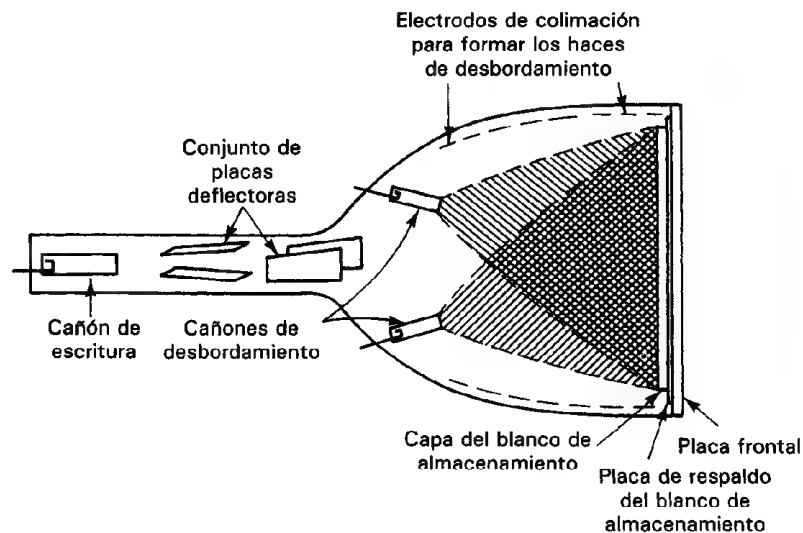


Figura 6-46 Esquema de un tubo de almacenamiento biestable. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

tiempo, muestreo y otras mediciones que necesitan de bajas velocidades de barrido. Este tipo es el que más ampliamente se usa entre los tubos de almacenamiento.

El *tubo de transferencia rápida* es un tubo de almacenamiento diseñado especialmente para poder capturar en forma rápida la onda que se desea almacenar. Una malla intermedia especial captura la onda y la transfiere a un electrodo más lento y de almacenamiento más largo. El electrodo más lento puede funcionar con el modo tanto biestable como de persistencia variable.

La capacidad de almacenamiento de los tres tipos de tubos surge del fenómeno de emisión de electrones secundarios. (Los electrones secundarios son aquellos que se separan de la superficie del fósforo cuando es golpeada por los electrones del haz. A los electrones del haz se les llama electrones primarios.) El fenómeno de emisión de electrones secundarios se emplea para almacenar y conjuntar las cargas en la superficie de un blanco aislado (la pantalla cubierta de fósforo del tubo de rayos catódicos).

El tubo de almacenamiento tiene dos cañones de electrones: un *cañón de desbordamiento* y un *cañón de escritura*. El cañón de escritura es idéntico al cañón de un tubo de rayos catódicos convencional y tiene la misma función de producir un haz delgado de electrones. Por otra parte, el cañón de desbordamiento inunda la pantalla con electrones de igual modo que una linterna sorda ilumina una pared. Esos electrones de baja velocidad golpean al fósforo, pero no tienen la suficiente energía para sacar a muchos electrones secundarios, o hacer que brille el material fosforescente.

Cuando los electrones primarios del haz de escritura (del cañón de escritura) llegan a la pantalla en una zona localizada, impulsan a muchos electrones secundarios. Esto sucede porque los electrones primarios (del haz) están enfocados y tienen una energía mucho mayor que los del cañón de desbordamiento. Las zonas de la pantalla donde ha chocado el haz primario pierden electrones y por esa razón se cargan positivamente. Los electrones del cañón de desbordamiento son atraídos por esas regiones positivas y se aceleran hacia ellas. Si llegan a las regiones positivas con la energía suficiente, mantendrán brillando el fósforo y harán que emita los suficientes electrones secundarios para que se mantenga la carga positiva en esas regiones. La imagen mostrada se renueva en forma constante a sí misma conforme los electrones del cañón de desbordamiento iluminen la pantalla. Se puede ver, como resultado, que la particularidad de almacenamiento no se debe a una persistencia extraordinaria del fósforo. En lugar de ello, se debe al bombardeo continuo de electrones del cañón de inundación (o de desbordamiento) a lo largo de la línea trazada previamente por el haz de escritura. (Nótese que debido a las propiedades aislantes del blanco, no se extienden las zonas iluminadas del fósforo.)

Cuando se aumenta el barrido del haz de escritura, se alcanza un límite máximo. A esta característica se le conoce como *velocidad de escritura almacenada* y es la especificación más importante de los tubos de rayos catódicos de almacenamiento. Los valores típicos para cada uno de los tipos de tubo son de 0.2 a 5 div/ms para los biestables, 0.2 a 12 div/ms para los de persistencia variable y hasta de 3500 div/ms para los de transferencia rápida. Con los del último tipo, se pueden capturar pulsos de un solo barrido con tiempo de subida de 3 ns.

Osciloscopios de Almacenamiento Digital

Este tipo de osciloscopio difiere de su contraparte analógica debido a que “digitaliza” o convierte la onda analógica de entrada a una señal digital que se almacena en una memoria de semiconductor para después convertirla de nuevo a una forma analógica que se muestra en un tubo convencional de rayos catódicos. Una arquitectura típica del osciloscopio digitalizador aplica poderes extensivos de procesamiento a la adquisición de la onda, la medición y el despliegue (figura 6-47). Se puede conseguir una gran variedad de módulos enchufables para funciones especiales de sincronización y canales adicionales. Los datos se muestran con mayor frecuencia en forma de puntos individuales que constituyen en forma colectiva el trazo del tubo de rayos catódicos. La posición vertical de cada uno de los puntos está dada por el número binario almacenado en cada una de las localidades de la memoria y la posición horizontal en la pantalla se deriva de la dirección binaria de esa localidad de memoria. El número de puntos que se muestran depende de tres factores: la frecuencia de la señal de entrada con respecto a la velocidad de digitalización, el tamaño de la memoria y la velocidad a la cual se leen los contenidos de la memoria. Mientras mayor sea la frecuencia de la señal de entrada con respecto a la velocidad de digitalización, serán menos los puntos de datos capturados en la memoria en un paso sencillo, y menos serán los puntos disponibles en la onda reconstruida.

Los osciloscopios de almacenamiento digital y los osciloscopios analógicos tienen cada uno sus ventajas específicas, pero los instrumentos digitales han creado la mayor expectativa recientemente debido a que han pasado por enormes mejoras de funcionamiento. Se pueden conseguir anchos de banda del sistema de 1 GHz con una exactitud de intervalo de tiempo de 100 ps y de 1 gigamuestras por segundo (Gsa/s). Debido a la modularidad de muchos de los osciloscopios, se pueden conseguir canales y dispositivos adicionales con sólo enchufar el accesorio adecuado al bastidor principal. Además de sólo capturar y mostrar ondas, los osciloscopios digitales también pueden efectuar las siguientes funciones: el almacenamiento indefinido de datos de ondas para comparación y la transferencia de datos almacenados a otros instrumentos digitales. Además, se puede calcular el análisis de parámetros de pulso y se puede presentar en forma decimal en la pantalla del osciloscopio. Los osciloscopios de almacenamiento digital también se adecúan para una gran cantidad de tareas especiales como de diagnóstico de problemas “intermitentes”. Llevando el osciloscopio al modo de barrido único, se pueden capturar y almacenar en forma automática los datos cuando sucede el evento de disparo. Así, se puede eliminar el constante monitoreo de un conjunto de prueba hasta que aparezca el evento “intermitente”. Los datos, una vez capturados, no sólo son los que sucedieron *después* de la señal de disparo, sino también *antes*. Esto es muy importante al tratar de determinar la causa o la fuente de una señal falsa.

El convertidor analógico-digital del osciloscopio determina algunas de sus características de operación más importantes. La resolución de voltaje está dictada por la resolución en bits del convertidor analógico a digital y la velocidad de almacenamiento por la velocidad máxima del convertidor. Por ejemplo, un convertidor de

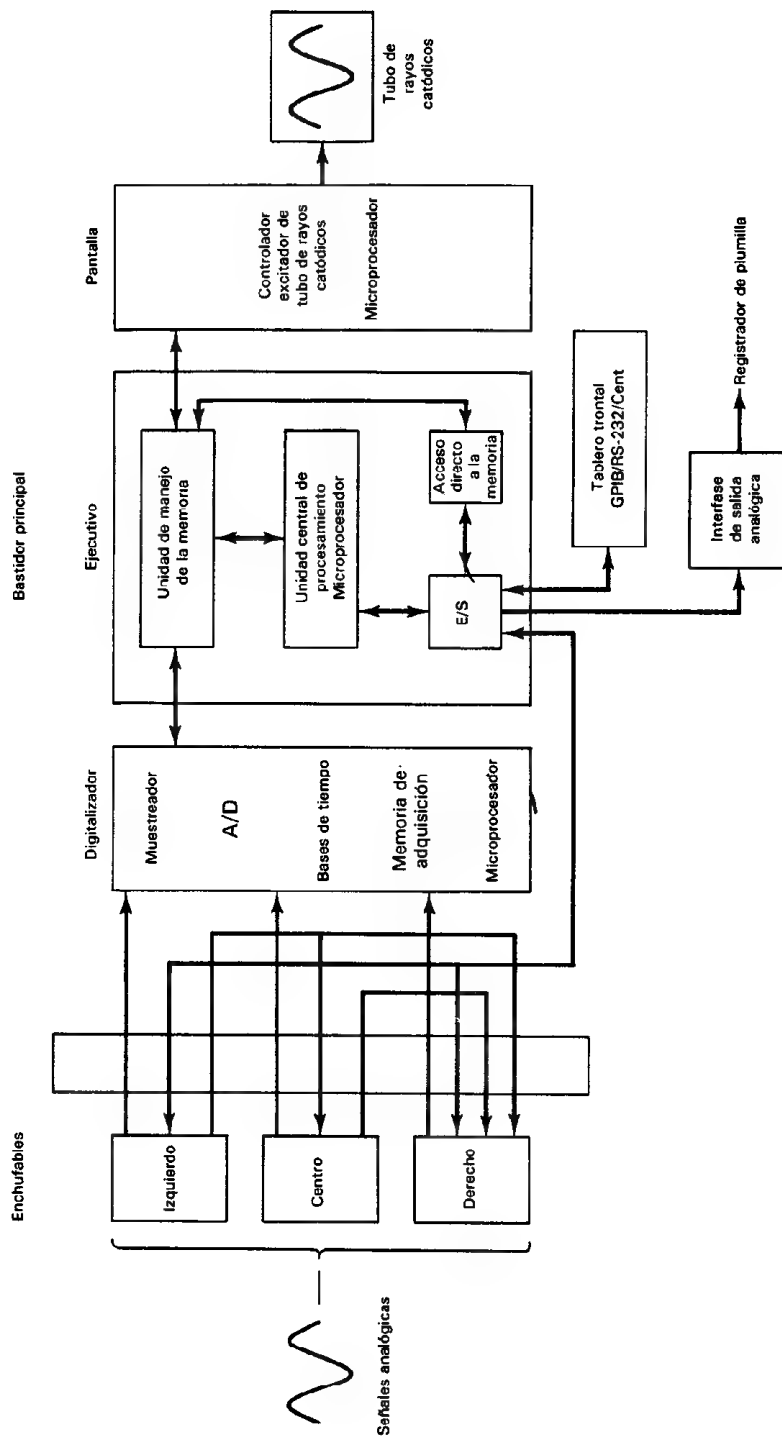


Figura 6-47 Arquitectura del osciloscopio digitalizador y diagrama de bloques.

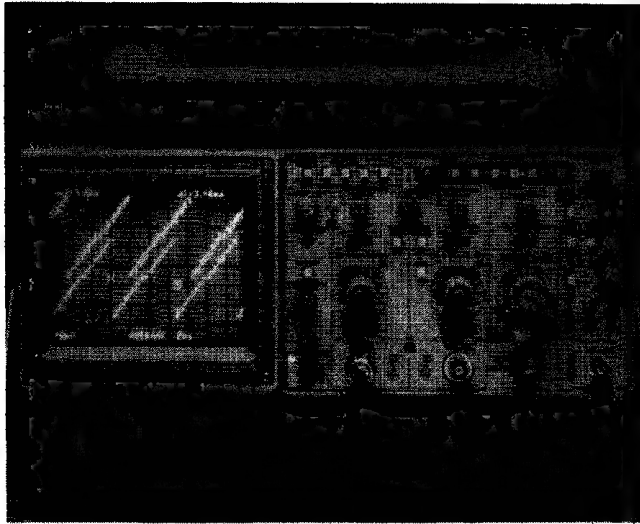


Figura 6-48 Fotografía de un osciloscopio de almacenamiento digital. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

10 V que emplee 8, 10 o 12 bits puede resolver 0.0391 V, 0.0098 V y 0.0025 V respectivamente. Se puede seleccionar la resolución de tiempo, en la que el usuario puede definir cuánto espacio de memoria se necesita para almacenar cada una de las ondas. La salida de los osciloscopios digitales se puede conseguir en otras formas además del trazo en el tubo de rayos catódicos. La salida analógica se puede usar para activar registradores de plumilla. Se pueden conseguir como opciones formatos de salida digital en RS-232C y en IEEE-488. (Consúltase en el capítulo 18 una descripción de estos términos.)

La mayor parte de los controles del tablero delantero de los osciloscopios digitales son semejantes a los correspondientes en los instrumentos analógicos, y se manejan exactamente igual que los osciloscopios convencionales. Sin embargo, las diferentes particularidades que tienen los osciloscopios digitales están controladas mediante perillas e interruptores adicionales en la cara del osciloscopio. En la figura 6-48 se puede ver una fotografía de un osciloscopio de almacenamiento digital.

DESPLIEGUE GRAFICO DE DISPOSITIVOS CON TRES TERMINALES/EL TRAZADOR DE CURVAS

Los dispositivos de tres terminales son componentes electrónicos que tienen tres terminales de entrada (comparados con los de dos terminales, para dispositivos como resistencias, capacitores, inductores o diodos). Los ejemplos más importantes de dispositivos de tres terminales son los componentes que se emplean para amplificar señales: transistores bipolares, transistores de efecto de campo en juntura (JFETs), y transistores de efecto de campo en semiconductor de óxido metálico (MOSFETs). Las relaciones de corriente a voltaje de estos dispositivos se deben conocer para po-

der incorporarlos en circuitos electrónicos. Esta caracterización de dispositivos de tres terminales es sin embargo más compleja que la correspondiente de componentes de dos terminales. (Se vio anteriormente en este capítulo que aun para esos componentes no lineales de dos terminales, una sola curva $V-I$ caracteriza completamente la relación de corriente a voltaje.) Sin embargo, para los dispositivos de tres terminales deben existir dos características $V-I$ (figura 6-49), porque hay dos puntos independientes de activación (o *puertos*). Además, en lugar de una sola curva $V-I$ en cada uno de los puntos de activación, habrá una familia de curvas paramétricas, controlada por el voltaje o la corriente en la tercera terminal.

Hay un instrumento, parecido al osciloscopio, el *trazador de curvas* (figura 6-50), que está diseñado para permitir una indicación gráfica de las características $V-I$ de dispositivos de tres terminales. Se describirá la operación del trazador de curvas en esta sección y se utilizará la información para mostrar cómo se pueden desplegar, por medio de este instrumento, las características $V-I$ de transistores bipolares y de efecto de campo. Los dispositivos de tres terminales necesitan dos características independientes $V-I$ porque hay dos puntos. En la figura 6-49, la terminal ③ es común a ambos puntos de excitación y así las dos características $V-I$ serían (V_{13} contra I_1) y (V_{23} contra I_2), ya que los puntos de excitación estarían entre a) las terminales ① y ③, o b) las terminales ② y ③.

Muchos parámetros de dispositivos que necesitan los diseñadores de circuitos electrónicos se obtienen a partir de esas características $V-I$. A continuación se describen en forma breve los procedimientos para obtener esa información partiendo de las curvas mencionadas.

En la figura 6-51 se muestra un diagrama de bloques simplificado del trazador de curvas. Se ve que un generador de onda que se llama la *fuerza de barrido del colector*, interna en el trazador, genera una onda senoidal completamente rectificadas (rectificación de onda completa). Lo hace rectificando el voltaje de línea de 60 Hz. La onda rectificadas se aplica al dispositivo que se está probando (que se conecta en las terminales C y E del tablero de pruebas en la figura 6-51) y con el amplificador horizontal del osciloscopio. Como resulta de ello, el haz de electrones del tubo de rayos catódicos del instrumento se deflecta hacia adelante y hacia atrás en dirección horizontal y la deflexión es proporcional al voltaje a través del dispositivo a prueba.

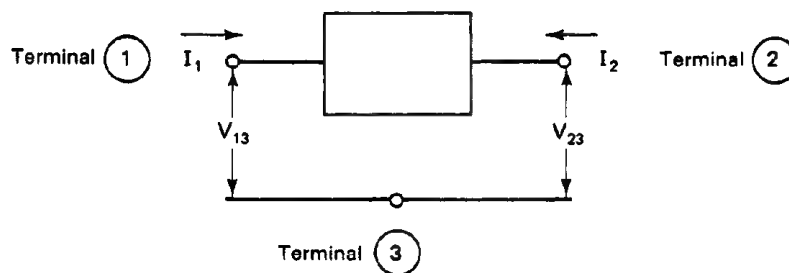


Figura 6-49 Dispositivo de tres terminales.

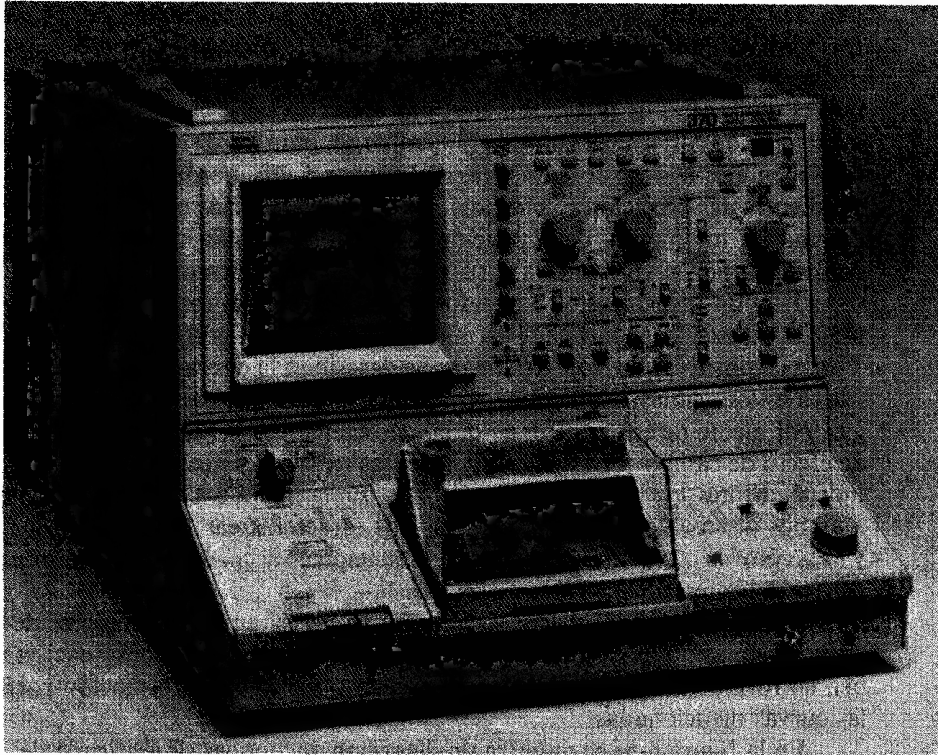


Figura 6-50 Trazador de curvas de semiconductores, que se usa para mostrar las curvas características de los diodos, transistores y FET. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

Supóngase que se conecta un transistor bipolar (cuyas tres terminales se llaman respectivamente colector, emisor y base) a las terminales del tablero de pruebas del trazador. El colector se fija a la terminal *C*, su emisor a la terminal *E* y la base a la terminal *B*. Se aplica entonces la onda rectificada de la fuente de barrido del colector a través de las terminales del colector y emisor (V_{CE}) del transistor bipolar. Cuando aumenta el voltaje del colector y el haz barre horizontalmente la pantalla del tubo de rayos catódicos, la corriente del colector puede aumentar también. Esta corriente se mide sensando el voltaje a través de una resistencia de muestreo de corriente de 1 k Ω (que también está interconstruida en el trazador de curva). Aplicando la señal dependiente de la corriente a las placas de deflexión vertical del osciloscopio, se despliega la corriente a través del colector del transistor, I_C , en dirección vertical del tubo de rayos catódicos, y el voltaje que se aplica a través de las terminales del colector y del emisor (V_{CE}) se despliega a lo largo del eje horizontal. Así, se muestra la característica V - I de I_C contra V_{CE} del transistor. (Nótese que si un diodo o cualquier otro dispositivo de dos terminales se conectara entre las terminales *C* y *E* del tablero de pruebas del trazador de curvas, la figura sería ya sea la parte en directa o en inver-

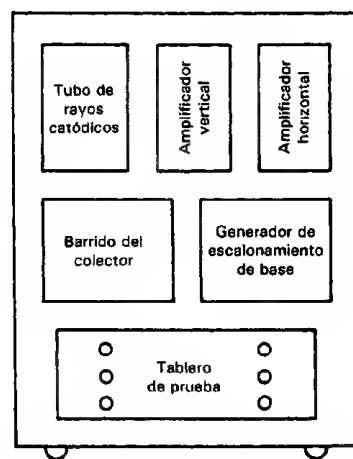
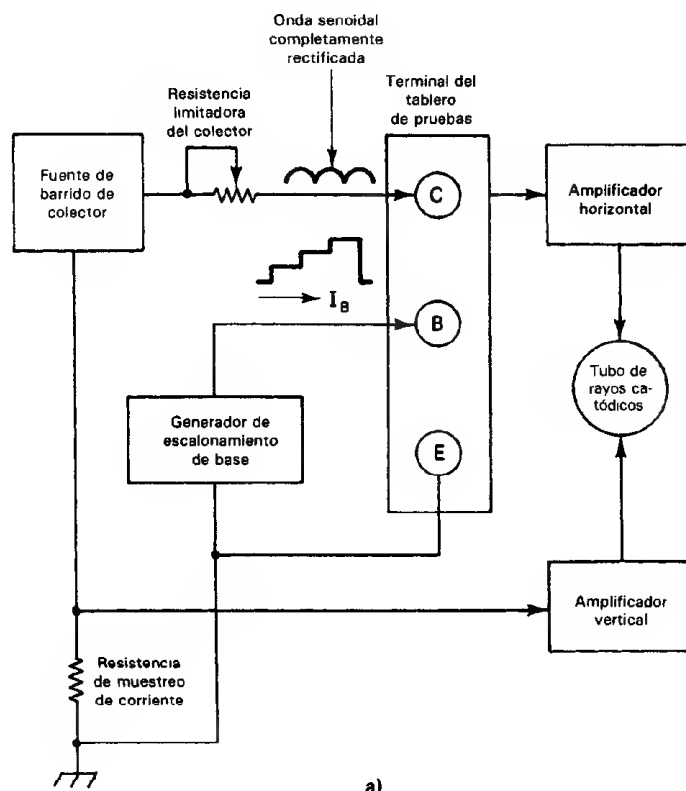


Figura 6-51 a) Diagrama de bloques del trazador de curvas; b) distribución del tablero de control del trazador de curvas.

sa de la característica V - I del diodo, dependiendo de la relación entre las polaridades de la onda rectificada de barrido y las terminales del diodo conectado.)

Si se alimenta una corriente de valor conocido a la terminal de la base del transistor, la característica corriente-voltaje se puede emplear para determinar la ganancia (o β) del transistor bipolar (siendo $\beta = I_C/I_B$). El trazador de curva contiene internamente una fuente que puede suministrar esa corriente de valor conocido. Esta fuente (que se llama el generador de escalonamiento de base) también puede alimentar varias corrientes seleccionadas en la base del transistor. Lo hace generando la corriente en forma de una onda en escalera (véase la figura 6-52). El nivel de la corriente en escalera se eleva un escalón a la vez, después de cada barrido del voltaje rectificado entre el colector y el emisor. En la figura 6-52 se muestran tres escalones (0, 15 y 30 μA). Se genera una curva de la familia de características I - V para cada paso y se repite después el proceso. Como la onda completa rectificada se deriva del voltaje de línea de 60 Hz, se generan 120 barridos por segundo. La velocidad de repetición de cada curva aislada es por lo tanto 120 dividido entre el número de curvas en la pantalla. En un trazador de curvas típico, se pueden mostrar hasta 10 curvas, o también sólo 1.

La familia de curvas que representa a I_C contra V_{CE} para el transistor bipolar es una de doce características posibles de dicho transistor cuando se conecta de modo que el emisor sea común a ambos puntos de excitación. [Nótese que como hay cuatro variables de terminal como se muestra en la figura 6-53a), teóricamente son posibles seis curvas características (I_C contra V_{CE} , I_C contra V_{BE} , I_C contra I_B , I_B contra V_{CE} , I_B contra V_{BE} y V_{CE} contra V_{CB}). Además, cada una de las seis puede tener dos

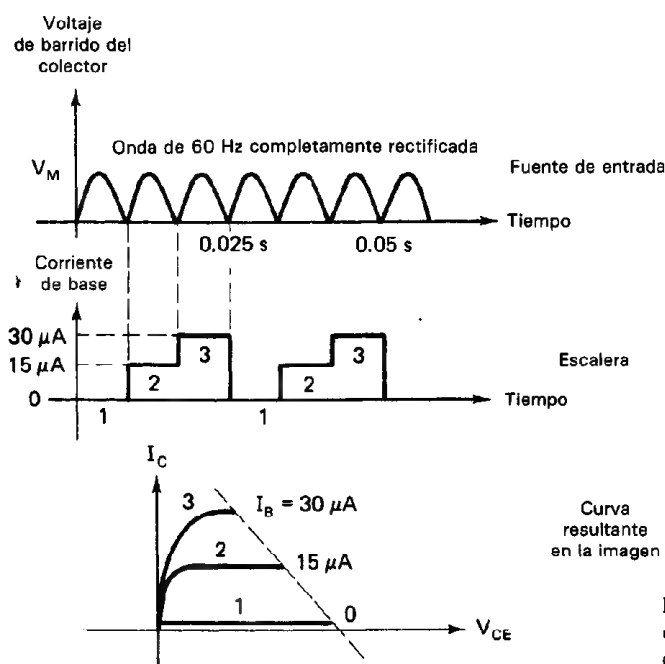


Figura 6-52 Cómo se genera una familia de curvas características en un trazador de curvas.

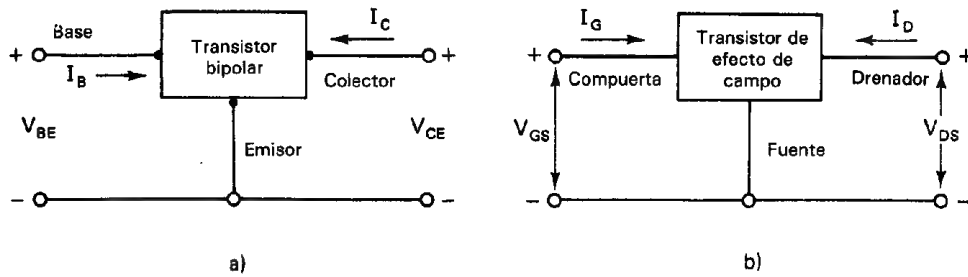


Figura 6-53 a) Transistor bipolar conectado en la configuración emisor-común;
b) transistor de efecto de campo conectado en la configuración fuente-común.

selecciones de variación paramétrica, haciendo un total posible de 12.] Sin embargo, pedir las doce familias de curvas sería sobreespecificar, porque en general son suficientes dos conjuntos de curvas paramétricas para describir un dispositivo con tres terminales. Sin embargo, en el caso de las aplicaciones de la mayoría de los transistores bipolares, las curvas I_C contra V_{CE} con I_B como parámetro (que frecuentemente se les llama *curvas de salida*) proporcionan los datos más útiles acerca del funcionamiento del dispositivo.

A continuación se ve cómo se puede determinar la ganancia (β) del transistor, al igual que otros tres de sus parámetros más importantes —corriente de fuga de colector (I_{CEO}), voltaje de ruptura de colector-emisor (BV_{CEO}) y voltaje de ruptura de colector-base (BV_{CBO})— empleando el trazador de curvas para mostrar I_C contra V_{CE} .

La ganancia (β) del transistor bipolar se calcula con la ecuación

$$\beta = \left. \frac{I_C}{I_B} \right|_{V_{CE}} \quad (6-13)$$

Cuando se conecta un transistor bipolar al tablero de pruebas del trazador de curvas con el colector a la terminal C, la base a la terminal B y el emisor a la terminal E, se muestra en la pantalla del tubo de rayos catódicos una sola curva de I_C contra V_{CE} para cada valor aplicado de I_B [figura 6-54a)]. En la figura 6-54a), se muestra cómo se encuentra el valor de β para un valor dado de V_{CE} .

La corriente de fuga colector a emisor (I_{CEO}) se encuentra, para $I_B = 0$ (base abierta), conectando el transistor bipolar al trazador de curva del mismo modo que para la determinación de β . La corriente de entrada a la base, I_B se ajusta a cero y se puede leer I_{CEO} para el valor deseado de V_{CE} directamente en la pantalla. Probablemente se necesite emplear la posición de mayor sensibilidad de corriente del colector ya que generalmente I_{CEO} es muy pequeña.

Los voltajes de ruptura colector-emisor y colector-base se determinan del siguiente modo: Para encontrar BV_{CEO} , se conecta el transistor como se dijo antes. Se hace $I_B = 0$ y se aumenta la amplitud de V_{CE} hasta que la curva I - V aumente rápidamente. Se limita la corriente, I_C , a un determinado valor pequeño (por ejemplo, 1 mA) para evitar daños al dispositivo.

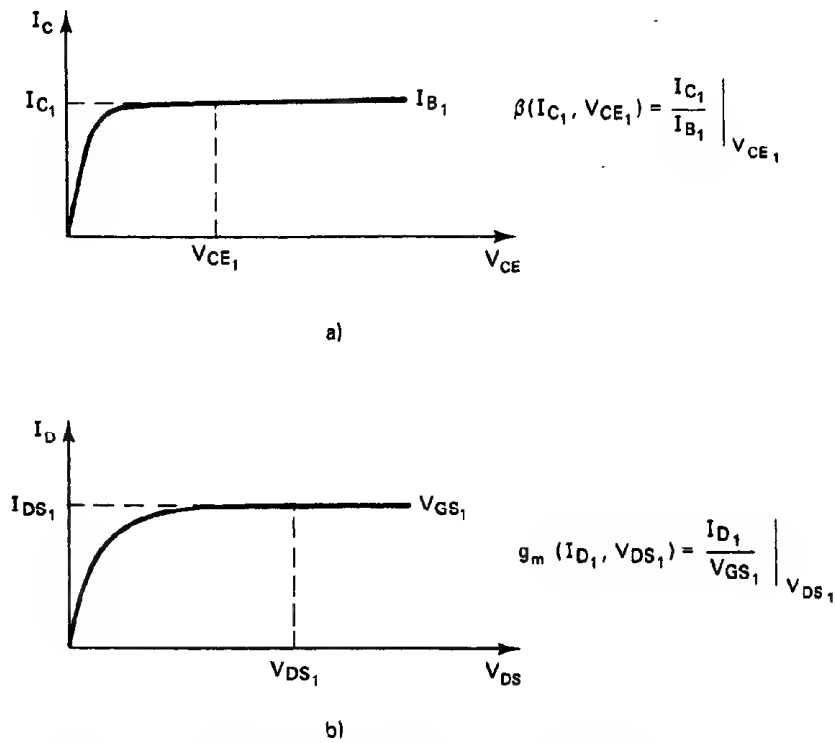


Figura 6-54 a) Determinación de la ganancia de corriente emisor-común, β , de un transistor bipolar a partir de la gráfica de I_C contra V_{CE} ; b) determinación de la transconductancia fuente-común, g_m , de los transistores de efecto de campo a partir de la gráfica de I_D contra V_{DS} .

Para determinar BV_{CBO} , se conecta la punta del colector del transistor a la terminal C , la punta de la base a la terminal E , y se deja sin conectar la terminal del emisor. Se aumenta lentamente la amplitud del voltaje horizontal (si a 0.6 V la corriente comienza a aumentar abruptamente, se invierte la polaridad del voltaje horizontal aplicado, porque ello indica que la juntura pn colector-base está polarizada en directa). Si se ha aplicado el voltaje con polaridad adecuada (polarización en reversa) se continúa aumentando el voltaje horizontal hasta que se alcance la ruptura (que se traduce en un aumento abrupto de I_C). Se limita la corriente máxima del colector en la ruptura a aproximadamente 1 mA para evitar daños al dispositivo.

Los transistores de efecto de campo (tanto los JFET como los MOSFET) tienen sus terminales que se identifican como *drenador*, *fuentes* y *compuerta*. Se usan con mucha frecuencia en la configuración de fuente común [figura 6-53b)]. La cifra de mérito de más importancia, la *transconductancia*, o $g_m = (I_D/V_G)|V_{DS}$, y se puede encontrar mediante la curva característica de corriente de dren (I_D) contra voltaje de dren a fuente (V_{DS}), con V_{GS} como el parámetro variable. La figura 6-54b) muestra cómo se determina g_m mediante la figura I_D contra V_{DS} para un valor dado de V_{GS} .

Se han aumentado las posibilidades del trazador de curvas para poder probar dispositivos de dos, tres y cuatro terminales como por ejemplo los dispositivos optoelectrónicos, los rectificadores controlados de silicio, los triacs y los circuitos integrados. Los probadores son programables y tienen interfases para impresora, para documentar no sólo las curvas de los dispositivos, sino también los parámetros de prueba. Como se muestra en la figura 6-50, la pantalla muestra los ajustes de los principales parámetros de prueba para reducir al mínimo los errores del operador.

Medición de la Relación de Transferencia de Corriente Directa del Transistor (h_{fe})⁴

Se puede aplicar el siguiente procedimiento a la medición de h_{fe} de un transistor de señal pequeña como el NPN 2N3904 o 2N2222. El emisor será la terminal común [es decir, la que se conecta tanto al generador de escalonamiento de la base como al suministro del colector (figura 6-55)]. La caída de voltaje a través de la resistencia R_s es proporcional a I_c . Este voltaje se aplica al despliegue vertical del trazador de curvas. La caída de voltaje V_{ce} se aplica al despliegue horizontal. No se instala el dispositivo que se va a probar hasta después de completar los ajustes iniciales del trazador de curvas.

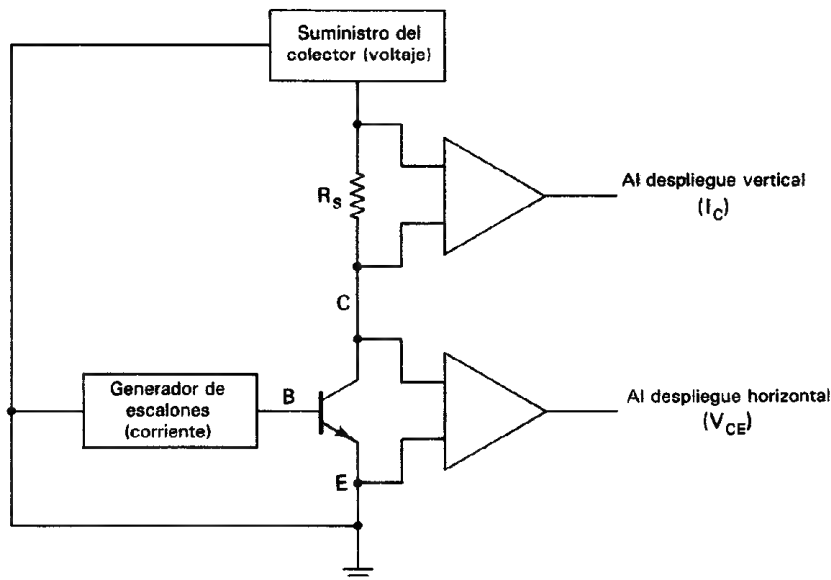


Figura 6-55 Configuración del trazador de curvas para la medición de h_{fe} .
(Cortesía de Tektronix, Inc.)

⁴Adaptado de nota de aplicación Tektronix No. 48W6756 (cortesía de Tektronix, Inc.)

1. Enciéndase la alimentación y déjese que se caliente el trazador de curvas. Colóquese el instrumento en el modo de espera (standby, es decir, no aplicar corriente al receptáculo del transistor).

Creación de un Circuito Colector.

2. Ajústese la polaridad correcta de la fuente del colector, esto es, positivo para los transistores NPN y negativo para los PNP.

3. Ajústese el *rango* de voltaje de colector a un valor basado en las especificaciones del fabricante del transistor. Comiencese siempre con el valor más bajo posible y aumentese el ajuste según se necesite en la prueba. Se usa el control variable de *vernier* para ajustar el voltaje exacto.

4. Selecciónese la potencia pico (en watts) que pueda disipar el dispositivo. No se rebase del 50 por ciento de la potencia máxima recomendada por el fabricante. Si el probador permite seleccionar una resistencia en serie, entonces se selecciona una resistencia de 1K para el transistor 2N2222.

Creación de un Circuito Excitador de la Base.

5. Ajústese la polaridad del *generador de escalonamiento* de la base. La polaridad del colector y de los circuitos excitadores de la base debe ser la misma al medir h_{fe} de un transistor (NPN) (por ejemplo, el 2N2222).

6. Ajústese el tamaño de los escalones de corriente (no de voltaje) por aplicar a la base. Comiencese por el ajuste más bajo.

7. Ajústese el número de escalones por investigar en la familia de curvas (por ejemplo, cinco escalones).

8. Llévase el nivel de corrimiento (offset) a cero.

Creación de las Escalas Horizontal y Vertical.

Los controles horizontal y vertical de pantalla no afectan los ajustes del colector y del generador de escalones. Sólo son controles de presentación.

9. Ajústese el control vertical a aproximadamente 1 mA/div.

10. Ajústese el control horizontal a aproximadamente 1 volt/div.

11. Usense los controles de posición del punto o del trazo para ajustar el origen de la familia de curvas.

Creación de una Familia de Curvas para el Transistor.

12. Introdúzcase el transistor en el receptáculo del trazador de curvas. A continuación, llévase al instrumento al modo activo (es decir, aplicar corriente al transistor).

13. Auméntese el voltaje del colector hasta que en la pantalla se vea una familia de curvas (ver paso 3).

14. Increméntese el ajuste del generador de escalonamiento de la base hasta que se tenga el número deseado de curvas. El espaciamiento y la longitud de las curvas de base se pueden ajustar mediante los controles *vertical* y *horizontal*.

En la figura 6-56 se muestra una familia típica de curvas. Las ventanas digitales muestran los ajustes seleccionados para la prueba de un dispositivo en el trazador del tipo que aparece en la figura 6-50. Mediante el método que se muestra en la figura 6-54 se calcula h_{fe} . Las curvas se pueden copiar a mano, imprimir o fotografiar (figura 6-43) para tener un registro permanente.

**Medición de la Transconductancia Directa (g_m)⁵
de un MOSFET de Potencia**

El siguiente procedimiento se puede aplicar a un MOSFET. La fuente será común (conectada a) tanto al generador de escalonamiento de la base como a la fuente del colector (figura 6-57). La fuente del colector se conecta al dren del MOSFET. La caída de voltaje a través de la resistencia R_s es proporcional a I_{DS} . Este voltaje se aplica al despliegue vertical del trazador de curvas. La caída de voltaje V_{DS} se aplica al despliegue horizontal. No se instala el MOSFET hasta haber completado los ajustes.

1. Conéctese la alimentación y déjese que se caliente el trazador de curvas. Póngase en el modo de espera (standby, sin aplicar corriente al receptáculo del MOSFET).

Creación de un Circuito de Drenador.

2. Ajústese la polaridad de la fuente del colector (drenador), esto es, positivo para canal N del MOSFET, y negativo para el canal P.

3. Ajústese el *rango* de voltaje del colector a un valor basado en las especificaciones del fabricante del MOSFET. Comiéntese siempre en el ajuste mínimo posible, y auméntese según se necesite en la prueba. Utilícese el control variable de *vernier* para ajustar el voltaje exacto.

⁵Adaptado de la nota Tektronix de aplicación No. 48W6757 (cortesía de Tektronix, Inc.)

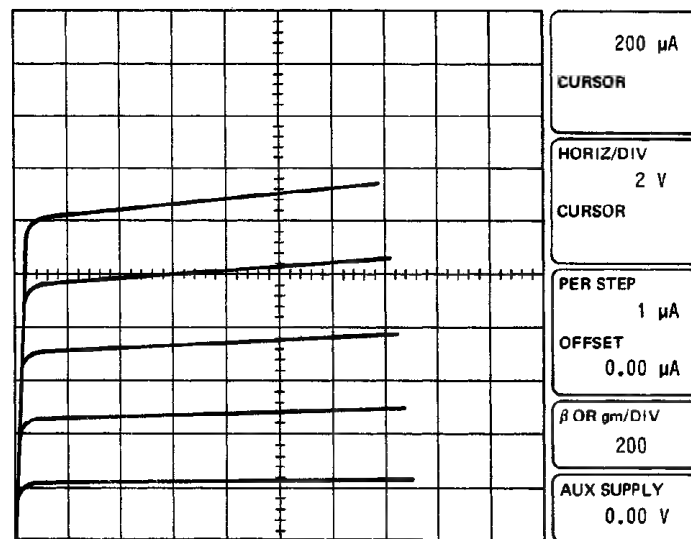


Figura 6-56 Gráficas H_{fe} en el trazador de curvas. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

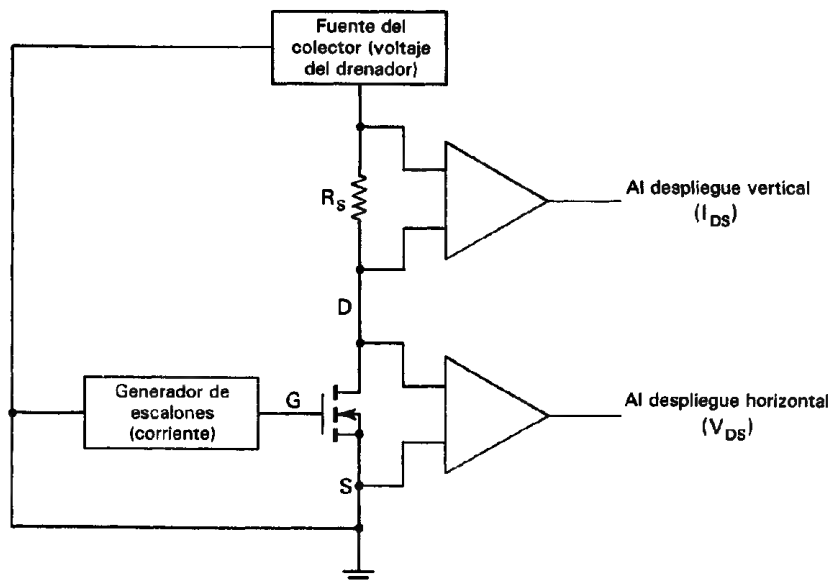


Figura 6-57 Configuración del trazador de curvas para la medición de g_m . (Cortesía de Tektronix, Inc.)

4. Selecciónese la potencia pico o los watts que pueda disipar el dispositivo. No se rebase del 50 por ciento de la potencia máxima recomendada por el fabricante.

Creación de un Circuito Excitador de Compuerta.

5. Ajústese la polaridad del *generador de escalones*. La polaridad de los circuitos excitadores del drenado y compuerta debe ser la misma al medir g_m en un MOSFET. El voltaje debe ser de signo contrario para un JFET o un MOSFET del modo de agotamiento.

6. Ajústese el tamaño de los escalones de voltaje (se puede emplear la corriente si se conecta una resistencia de 1K entre la compuerta y la fuente) que el generador de escalones de la base ha de aplicar a la compuerta del MOSFET. Comiencese en el ajuste más bajo posible.

7. Ajústese el número de pasos por mostrar en la familia de curvas (por ejemplo, cinco escalones).

8. Llévase a cero el nivel de corrimiento (offset).

Creación de las Escalas Horizontal y Vertical.

Los controles horizontal y vertical no afectan los ajustes del colector y del generador de escalones. Sólo son controles de despliegue.

9. Ajústese el control vertical a aproximadamente 1 mA/div.

10. Ajústese el control horizontal a aproximadamente 1 volt/div.

11. Usense los controles de posición del punto o del trazo para ajustar el principio (origen) de la familia de curvas.

Creación de una Familia de Curvas para el MOSFET.

12. Introdúzcase el MOSFET en el receptáculo del trazador de curvas. La terminal de drenado se debe introducir en el receptáculo del colector, la compuerta en el receptáculo de la base y la fuente en el receptáculo del emisor. A continuación, se lleva el trazador al modo activo (es decir, se conecta la alimentación al MOSFET).

13. Auméntese el voltaje del colector hasta que se vea una familia de curvas en la pantalla (véase el escalón 3).

14. Auméntese el ajuste del generador de escalonamiento de base hasta que se proyecte la cantidad de curvas que se desee. El espaciado y la longitud de las curvas de base se pueden ajustar empleando los controles *vertical* y *horizontal*.

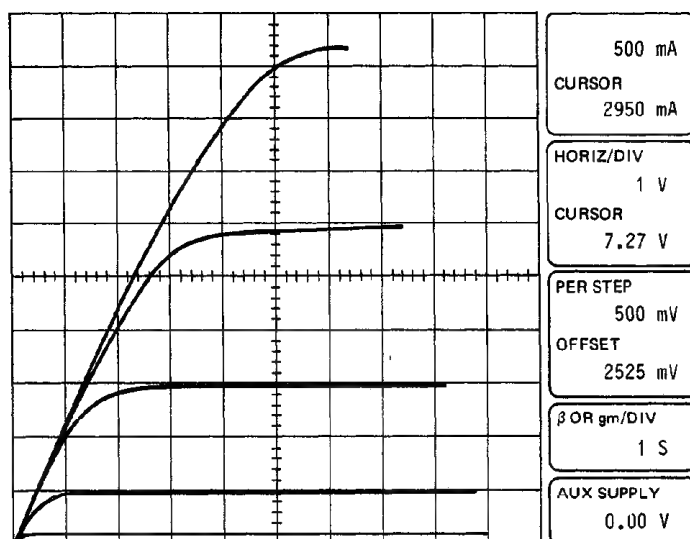


Figura 6-58 Gráficas g_m en el trazador de curvas. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

En la figura 6-58 aparece una familia típica de curvas. Las ventanas digitales muestran los ajustes seleccionados de un dispositivo que se probó en un trazador de curvas como el de la figura 6-50. g_m se calcula mediante el método de la figura 6-54. Las curvas se pueden copiar a mano o fotografiarse (figura 6-43) para tener un registro permanente.

PROBLEMAS

1. ¿Cuáles son algunas de las ventajas que tienen los osciloscopios sobre otros tipos de instrumentos electrónicos de medición?
2. Describese cómo el pequeño punto de luz que se ve en la pantalla del osciloscopio se crea en el tubo de rayos catódicos. Explíquese por qué se puede ocasionar daño permanente al tubo de rayos catódicos si se permite que el punto permanezca estacionario en la pantalla.
3. Con respecto al ejemplo 6-1, si el tubo de rayos catódicos que aparece en la figura 6-2 se ajusta a una sensibilidad vertical de 2 V/cm y una sensibilidad horizontal de 5 V/cm, ¿dónde aparecerá el punto en la pantalla del osciloscopio si se aplican 0.2 V a la entrada vertical y -150 mV se aplican a la entrada horizontal (suponiendo que apareciera al centro de la pantalla si no se aplicaran voltajes a las placas)?
4. ¿Cuál sería la posición del punto deflectado en la pantalla del osciloscopio si la polaridad de la batería conectada a las placas horizontales se invirtiera y la sensibilidad horizontal fuera también de 1 V/cm?
5. En la figura P6-1 se ajustan las sensibilidades horizontal y vertical del osciloscopio a 2 V/cm. Estando el circuito conectado al instrumento como se indica, calcúlese la posición del punto deflectado.

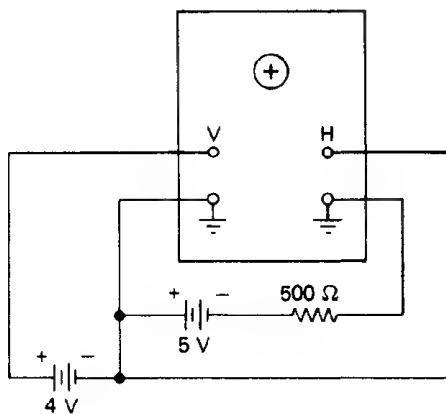


Figura P6-1

6. Explíquese el objetivo y el funcionamiento del interruptor de acoplamiento de entrada. ¿Cuál sería la onda mostrada en la pantalla del osciloscopio si se aplicara la onda de la figura P6-2 y el interruptor de acoplamiento de entrada estuviera en:
- la posición *cd*?
 - la posición *ca*?

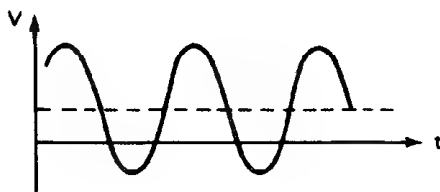


Figura P6-2

- ¿Cuál es el objetivo de la posición *tierra* del interruptor de acoplamiento de entrada?
- Describase la función de cada uno de los siguientes controles del osciloscopio:
 - Enfoque (focus)
 - Astigmatismo
 - Posición vertical
 - Entrada externa horizontal
 - Vernier de barrido
- Menciónese una aplicación en la que se use cada una de las siguientes conexiones que disparan la base de tiempo.
 - Interna
 - Externa
 - Línea
- ¿Cuál es la distancia pico a pico de la figura que aparece en un osciloscopio, de una onda senoidal cuya amplitud es 0.15 V, si el interruptor de sensibilidad vertical del osciloscopio se ajusta a los siguientes valores?
 - 50 mV/div
 - 1 V/div
 - ¿En cuál ajuste se puede leer el voltaje de entrada con mayor exactitud?
- Describase la diferencia en las capacidades de medición entre un osciloscopio que tenga entrada de una punta y uno que tiene entrada diferencial.

REFERENCIAS

1. Van Erk, R., *Oscilloscopes* (Osciloscopios). New York: McGraw-Hill, 1978.
2. Coombs, C., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual Básico de Instrumentos Electrónicos), Cap. 24, New York: McGraw-Hill, 1972.
3. Roth, C.H., *Use of the Oscilloscope: A Programmed Text* (Uso del Osciloscopio: Texto Programado). Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1971.
4. Lenk, J.D., *Handbook of Oscilloscopes* (Manual de Osciloscopios). Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1982.
5. Shackil, A.F., "Digital Storage Oscilloscopes" (Osciloscopios de Almacenamiento Digital), *IEEE Spectrum*, vol. 17, pp. 22-25, julio 1980.
6. Sessions, K.W., y Fisher, W.A., *Understanding Oscilloscopes and Display Waveforms* (Comprensión de Osciloscopios y Ondas en Pantalla). New York: John Wiley, 1978.
7. Mazda, F.F., *Electronic Instruments and Measurement Techniques* (Instrumentos Electrónicos y Técnicas de Medición). New York: Cambridge University Press, 1987.

Potenciómetros y Registradores

El objetivo de este capítulo es describir el funcionamiento y empleo de los potenciómetros y de los registradores. Los *potenciómetros* se emplean para efectuar mediciones muy exactas de voltajes desconocidos. Hay muchas aplicaciones de medición donde se necesita esa exactitud. Por ejemplo, se debe acometer la calibración de voltímetros comparando sus lecturas con un *estándar de voltaje* conocido con exactitud. Debido a que es tan alta la exactitud del potenciómetro, se puede emplear en el laboratorio junto con el estándar para calibrar voltímetros y otros instrumentos.

La exactitud de los potenciómetros se debe al hecho de que miden voltaje mediante el empleo de una técnica de comparación. Se compara el voltaje desconocido con un voltaje conocido con exactitud, pero ajustable, dentro del potenciómetro. Cuando se iguala el voltaje conocido al desconocido, este último queda identificado. La existencia de igualdad entre los dos voltajes se indica como lectura cero en un medidor sensible. El valor del voltaje desconocido se lee en la indicación de la escala del potenciómetro en este punto *cero* o *de equilibrio*. (Nótese que se emplea una técnica semejante de comparación en el circuito del puente de Wheatstone para medir resistencias.)

Hay dos tipos básicos de potenciómetros, los *potenciómetros manuales* y los *potenciómetros autobalanceados*. Los modelos de operación manual necesitan que un observador ajuste los indicadores hasta localizar la igualdad entre los voltajes conocido y desconocido. Los modelos autobalanceados son dispositivos automáticos que buscan por sí mismos la condición de equilibrio y no necesitan de manipulación humana. También, los modelos autobalanceados están equipados generalmente con un dispositivo marcador y un sistema de carta móvil. Esto permite que sus indicaciones se registren permanente y automáticamente en una gráfica.

Los *registradores* son dispositivos que dan un registro gráfico permanente de la cantidad que se está midiendo y también llevan a cabo la medición misma. Nótese que esas funciones también las efectúa el potenciómetro autobalanceado que se acaba de describir. La coincidencia no es accidental. En lugar de ello, se debe a que los potenciómetros autobalanceados en realidad pertenecen a una clase de registradores. Como este traslape de funciones entre algunos registradores y los potenciómetros se da en la práctica, es lógico describir los demás tipos de registradores en este capítulo. En consecuencia, la última parte del capítulo está dedicada a examinar los registradores *X-Y*, los registradores de galvanómetro y otras formas de registradores de balance en cero.

Los registradores que se acaban de describir dan sus resultados en forma que necesita de la interpretación humana. Sin embargo, en algunos casos la salida de un sistema de medición se puede registrar en una forma que se pueda "leer" o interpretar con una máquina. Las salidas interpretables por máquina comprenden la información almacenada en cinta magnética, discos magnéticos, cinta perforada, tarjetas perforadas y señales eléctricas. Si los datos se registran en cinta magnética en forma analógica, lo almacenado en la cinta se puede usar para activar varios dispositivos analógicos de indicación, como el tubo de rayos catódicos, registradores de tira de papel o medidores analógicos. Los datos registrados en forma digital en cinta magnética (o disco o tambor magnético), cinta o tarjetas perforadas, puede activar dispositivos digitales de lectura como impresoras, computadoras digitales o unidades digitales de indicación. La última parte de este capítulo da una breve introducción a los dispositivos de registro que se emplean para registrar y almacenar los datos de mediciones en forma interpretable por máquina.

POTENCIOMETROS

Potenciómetros Manuales

Los potenciómetros manuales y los autobalanceados logran una conducción nula o de equilibrio empleando el mismo principio básico de medición. Sin embargo, el potenciómetro manual es el más sencillo de los dos tipos de instrumentos. Como es más fácil comprender los principios generales de las mediciones con potenciómetro con la descripción de un instrumento sencillo, acometeremos primero la discusión del potenciómetro manual.

El funcionamiento del potenciómetro manual básico se puede comprender mejor con la ayuda de un diagrama de bloques que muestra sus elementos principales (figura 7-1). Los cuatro elementos más importantes son la resistencia de alambre de precisión, el detector sensible de corriente, la fuente de voltaje de trabajo y la fuente de voltaje de referencia. La exactitud de esta última es muy grande.

La resistencia de alambre de precisión es en realidad la parte principal del dispositivo completo. Básicamente consiste en un tramo de alambre cuya resistencia total se conoce con precisión (± 0.02 por ciento o mejor). Además, la sección transversal del alambre se mantiene extremadamente uniforme de modo que cualquier fracción de su

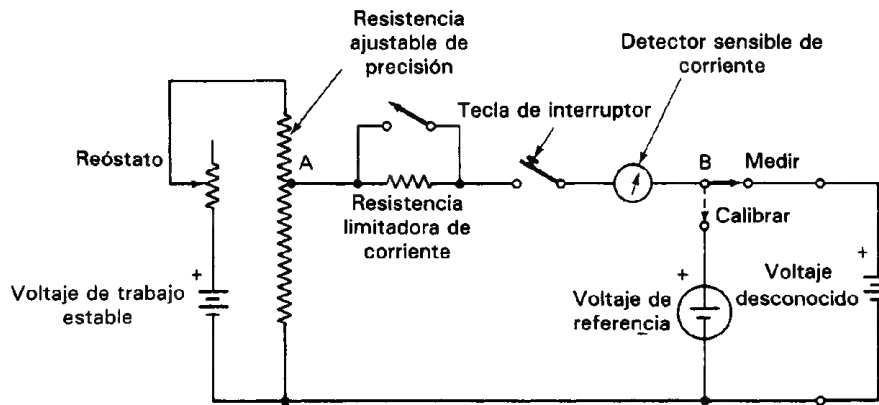


Figura 7-1 Diagrama de bloques de un potenciómetro manual.

longitud total contiene la misma fracción de la resistencia total. Por ejemplo, si el alambre tiene una resistencia total de $150\ \Omega$ y su longitud es de 150 cm, una parte del alambre cuya longitud sea de 53.65 cm tendrá una resistencia de $53.65\ \Omega (\pm 0.01\ \Omega)$. Si se hace pasar una corriente de 10.0 mA a través del elemento con $150\ \Omega$ de resistencia, existirá una caída de voltaje de 1.50 V a través de su longitud total.

Una perilla deslizante está en contacto con la resistencia de precisión de modo que se pueda “tomar” una fracción conocida con exactitud del voltaje a través de la resistencia. Para ello, se ajusta la perilla a la longitud fraccionaria de la resistencia. La posición de esta corredera con respecto a la longitud del elemento de la resistencia se indica en unidades de voltaje mediante los indicadores del potenciómetro.

El objetivo del voltaje de trabajo y del reóstato es dar un flujo exacto de corriente en la resistencia de precisión. Se escoge el valor de la corriente para que produzca resultados convenientes para calcular los voltajes que se estén midiendo con el instrumento. Para asegurar que el voltaje de trabajo y el reóstato en realidad suministren el valor deseado de la corriente, se emplea una fuente muy exacta de voltaje como dispositivo de calibración. (Si el calibrador es una celda secundaria estándar, se conoce que su voltaje es 1.019 V.)

Para calibrar el potenciómetro, se lleva la perilla deslizante de la resistencia de precisión a una posición que asegure que pasa un valor conveniente de corriente (p. ej., 10 mA) a través de la resistencia del alambre cuando está calibrada correctamente. Por ejemplo, si se emplea la resistencia de $150\ \Omega$ y 150 cm, se mantiene la perilla en el punto 101.9 cm del alambre. La resistencia del alambre desde ese punto hasta la tierra del potenciómetro es $101.9\ \Omega$. Si estuviera pasando una corriente de 10 mA por la resistencia, existiría una caída de 1.019 V entre ese punto y la tierra. Para calibrar el potenciómetro (es decir, para asegurar que en realidad pasen 10 mA a través de la resistencia de alambre), se conecta la terminal positiva de la celda estándar (que también tiene + 1.019 V) al mismo punto del alambre donde está la perilla deslizante. Un detector de corriente (en forma de un galvanómetro de D'Arsonval muy sensible) se conecta entre la perilla de la resistencia de precisión (punto A en el circuito de la fi-

gura 7-1) y la terminal positiva de la celda estándar (punto *B* de la misma figura). Si la caída de voltaje a través de la resistencia de precisión es realmente igual a 1.019 V, no pasará corriente en la rama del circuito del detector porque no habrá caída de voltaje entre los puntos *A* y *B*. Como se sabe que el valor de la resistencia de alambre del potenciómetro entre el punto *A* y la tierra es 101.9 Ω , se tiene la certeza que pasan exactamente 10.0 mA en el alambre.

Si, por otro lado, no pasan 10.0 mA por la resistencia, el punto *A* no estará a un potencial de 1.019 V. En ese caso, habrá una diferencia de potencial entre los puntos *A* y *B* y pasará una corriente entre los dos. El galvanómetro detectará esa corriente. El reóstato conectado en serie con la fuente de voltaje de trabajo y la resistencia de precisión se debe ajustar entonces de modo que la corriente que pasa sea 10 mA. En ese punto, el galvanómetro indicará que no pasa corriente entre los puntos *A* y *B* del circuito.

Una vez que se ha calibrado la magnitud de la corriente que pasa a través de la resistencia de precisión, el potenciómetro está listo para hacer mediciones de voltaje. De aquí en adelante, el reóstato (que se ajustó para permitir el paso de la corriente exacta) no se deberá tocar. Cuando se conecta un voltaje desconocido a las terminales correspondientes (VOLTAJE DESCONOCIDO) del instrumento, se desliza la perilla de la resistencia de precisión hasta que se alcanza una posición donde el detector de galvanómetro muestra de nuevo que no pasa corriente. En ese punto, se sabe que el voltaje desconocido es igual a la caída de voltaje a través del tramo de la resistencia de precisión que existe entre el contacto deslizante y la tierra. En el ejemplo del potenciómetro (que se calibró para tener 10.0 mA pasando por él), si se tuviera una indicación de 94.72 cm en el punto de equilibrio, significaría que el voltaje desconocido es 0.947 V.

Aquí se deben mencionar también algunas particularidades adicionales del potenciómetro y sus componentes. Primero, cuando se alcanza la condición de equilibrio, se mide el voltaje desconocido sin que el potenciómetro demande corriente alguna. Esto significa que la impedancia del potenciómetro en el equilibrio es esencialmente infinita. Una impedancia infinita corresponde a la condición existente en un *vóltmetro ideal*. Segundo, los aspectos mecánicos del funcionamiento del galvanómetro (como fricción de cojinetes y no linealidades de sus componentes) se evitan porque no se necesita deflexión alguna del detector cuando se hace la medición final. Como resultado de esas particularidades, se eliminan dos fuentes principales de error que existen en otros procedimientos de medición de voltaje (el efecto de carga y las incertidumbres mecánicas).

Potenciómetros Manuales Comerciales

Los potenciómetros que se pueden conseguir en el comercio están contruidos con rangos de voltaje a escala completa de 0.01 mV hasta 1.5 kV. Sin embargo, los instrumentos más empleados tienen rangos que van por lo general de 150 mV hasta 1.5 V. La exactitud de las unidades portátiles (figura 7-2) es típicamente de 0.05 por ciento de la *lectura*.

El elemento de resistencia variable de precisión de la mayor parte de los potenciómetros comerciales consiste en un grupo de décadas de resistencias de precisión

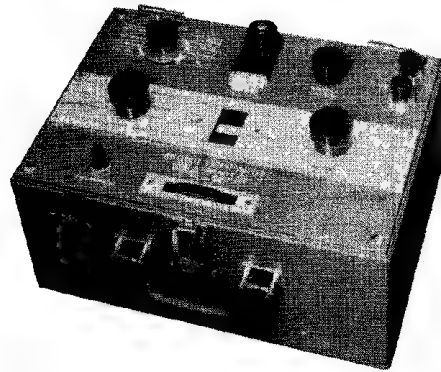


Figura 7-2 Potenciómetro manual.
(Cortesía de Leeds and Northrup Co.)

(para ajustar los valores más gruesos de resistencia) y de una perilla deslizante para llevar a cabo los ajustes finos de resistencia. Se encuentra el valor del voltaje medido a partir de las indicaciones de las perillas sumando los valores de las resistencias de la década al valor de la resistencia variable de alambre.

Algunos potenciómetros manuales están equipados también para medir salidas de voltaje de termopares. Esos modelos tienen por lo general una perilla marcada *Juntura de Referencia*. Cuando se llevan a cabo mediciones ordinarias de voltaje, se debe poner en cero ese control.

Potenciómetros Autobalanceados

Cuando sólo se podían conseguir los tipos manuales de potenciómetros, los métodos potenciométricos de determinación de voltajes estaban limitados a mediciones de laboratorio, de gran precisión. La principal limitación que evitaba que los potenciómetros se emplearan más ampliamente era que necesitaban de un operador para llevar a cabo las cuidadosas manipulaciones necesarias para llevarlos al estado de equilibrio. Con los métodos automáticos o *autobalanceados* para lograr las condiciones de equilibrio, se aplicaron las ventajas de las técnicas de medición potenciométrica a un rango mucho más amplio de mediciones.

Además de sólo dar una indicación de medida, los potenciómetros autobalanceados también pueden *registrar permanentemente* los valores de los voltajes al medirlos. Esto se lleva a cabo colocando un dispositivo marcador en el puntero y empleando una carta manejada por un motor como superficie de registro.

La particularidad de balanceo automático de esos potenciómetros se basa en un servomotor¹ que trabaja en conjunto con varios otros dispositivos electrónicos. La figura 7-3 es un diagrama de bloques de un potenciómetro autobalanceado que muestra cómo efectúan esos elementos sus funciones.

¹Se define a un *servomotor* como un motor que responde a un mandato o comando. Esta respuesta está en forma de un movimiento que corrige cualquier diferencia entre el estado real y el estado deseado del sistema al que se conecta el motor.

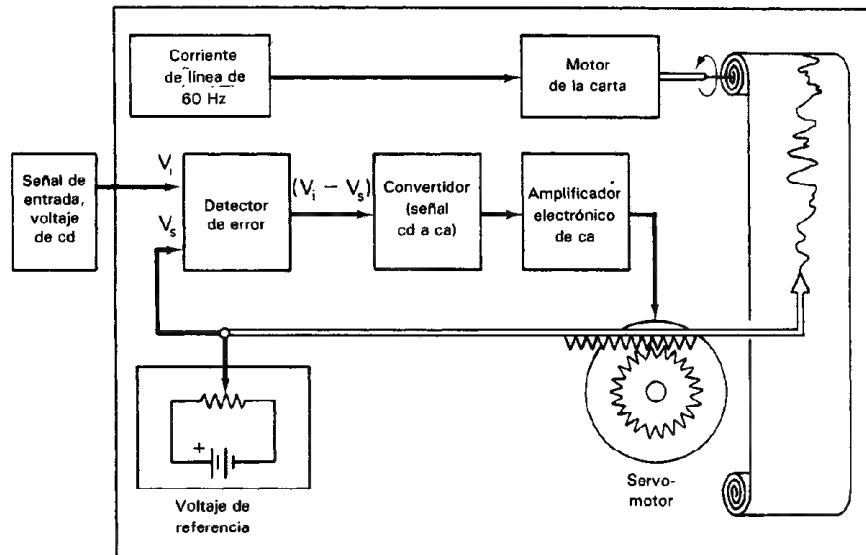


Figura 7-3 Diagrama de bloques de un potenciómetro autobalanceado.

En esta figura se ve que la señal de voltaje por medir (V_i) se aplica a una terminal de entrada de un dispositivo que se llama *detector de error*. Otro voltaje (V_s), que se obtiene de una fuente ajustable de referencia, se alimenta a la segunda terminal de entrada del *detector de error*. Este detector resta electrónicamente V_i de V_s y emplea el resultado como señal de salida. La señal de salida se llama *señal de error*, y se emplea para mover al servomotor. Sin embargo, antes de aplicar la señal de error al servomotor, se debe amplificar mediante un amplificador electrónico. Esta amplificación reviste a la señal con magnitud suficientemente grande para activar al servomotor.² La señal de error amplificada, aplicada al servomotor, hace que gire el eje del motor.

El eje del servomotor tiene dos conexiones mecánicas fijas a él. La primera acopla el eje con un circuito divisor de voltaje que es parte de la fuente de cd variable de referencia que produjo V_s . Cuando gira el eje, mueve el deslizador de este divisor de voltaje. La dirección del movimiento es tal que V_s cambia su valor de tal manera que se acerca al valor de V_i . Cuando se igualan los valores de V_s y de V_i la señal del error, que proviene del detector correspondiente, es cero ($V_i - V_s = 0$) y se detiene el servomotor. (Nótese que el movimiento del deslizador mediante el servomotor sustituye la acción que efectúa el observador en los modelos de operación manual.) La segunda conexión mecánica que se fija al eje del servomotor es un acoplamiento a un puntero que indica el grado de rotación del eje. Cuando el servomotor se detiene, el voltaje de referencia, V_s es igual al voltaje de entrada, V_i . Como el valor del voltaje de referencia se conoce con mucha exactitud, se puede calibrar la posición del apuntador (controlada por la posición del eje del motor) para indicar directamente el valor del voltaje de

²Para evitar ciertos problemas con los amplificadores de cd, generalmente se convierte la señal de error en una forma de ca antes de alimentarla al amplificador.

entrada. Si el apuntador tiene una pluma u otro tipo de dispositivo marcador fijo a ella y si se emplea otro motor para impulsar una carta o gráfica de papel graduado bajo el marcador, se produce un registro permanente del voltaje medido contra el tiempo.

REGISTRADORES

Un *instrumento de registro* es un dispositivo cuya función es registrar el valor de una cantidad al medirla. Estos instrumentos comprenden los dispositivos de registro gráfico, las impresoras de computación, las grabadoras de cinta, los discos de computadora (magnéticos y ópticos), las EPROM y los tubos de rayos catódicos. A excepción de estos últimos (que se describieron en el capítulo 6), el funcionamiento de los demás se describe en el resto del capítulo.

Los tipos principales de registradores empleados por la industria para el registro de las variables de proceso son dispositivos galvanométricos, oscilográficos, potenciométricos y de arreglo lineal. Estos dispositivos tienen circuitos de acondicionamiento de señal para que las señales de entrada se puedan escalar o manipular de algún modo antes de registrarse. Por ejemplo, las entradas del termopar se pueden linealizar y escalar de modo que se registre la temperatura, no la señal original de salida del termopar (cuyo valor está en mV). Como segundo ejemplo, la entrada de la presión diferencial a través de una placa de orificio se puede convertir de modo que se registre flujo. En algunos casos se emplea un registrador con un preamplificador barato y se emplea papel graduado para escalar y linealizar la salida. Hay muchas escalas estándar para cartas que se pueden emplear para la mayoría de las variables de proceso como flujo, presión y temperatura.

En los registradores autobalanceados y galvanométricos, se mueve el conjunto de la plumilla sobre una carta de papel que se mueve simultáneamente en dirección ortogonal mediante un motor separado. (A este tipo de registradores también se le llama *oscilógrafo*.) En los registradores *X-Y*, se mueve la pluma al mismo tiempo en dos direcciones perpendiculares sobre el papel estacionario.

Las cartas de los registradores galvanométricos y autobalanceados consisten ya sea en gráficas *redondas (circulares)* o *de tira (rectas)* (figura 7-4). Las gráficas circulares tienen círculos concéntricos trazados en ella para formar sus escalas. Además, hay arcos impresos que se extienden desde el centro de la carta hasta el borde del papel. Cuando se mueve la pluma del registrador, oscila a lo largo de esos arcos. Se conoce a esos arcos como *arcos de tiempo*. (Como la carga gira a velocidad uniforme, la posición angular entre los arcos indica el tiempo transcurrido.) La posición radial de la pluma en cualquier momento indica el valor instantáneo de la cantidad que se mide. Los *registradores de tira de papel* tienen sus gráficas de papel en forma de rollo o de acordeón. A medida que se desenrolla la gráfica, también se mueve bajo la pluma o marcador a una velocidad uniforme. Las líneas en el papel se trazan paralelamente a la dirección del movimiento y forman las escalas de la gráfica. Las líneas que se trazan perpendicularmente a la dirección del movimiento son las líneas de tiempo. (También es común emplear este eje para otros parámetros que pueden ser proporcionales al tiempo.) El

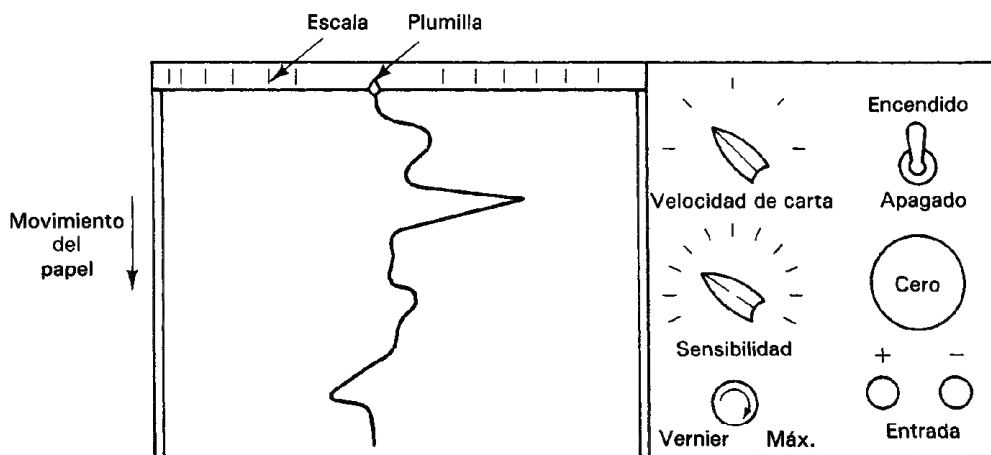


Figura 7-4 Registrador: Tablero delantero de control de un registrador típico de tira de papel.

ensamblaje de la plumilla se mueve en dirección perpendicular al movimiento del papel. De este modo el valor de la variable medida contra el tiempo se registra en la carta cuando el papel pasa bajo la plumilla. El valor instantáneo de la cantidad medida está dado por la posición de la plumilla. En la figura 7-5 se muestran cartas de papel típicas.

Hay varios dispositivos marcadores que se emplean en los registradores. El sistema de plumilla o de escritura puede ser de presión directa, tinta por gravedad, tinta a presión, plumilla térmica, arreglos de calentamiento térmico u óptico, o de plumillas con punta de fieltro. La selección entre ellos depende de las especificaciones de aplicación. Para registros lentos (como la temperatura de un horno) se puede considerar la mejor opción la punta de fieltro. Para eventos rápidos, como los cambios transitorios de velocidad de una máquina de papel, lo adecuado es la pluma con tinta a presión. Cuando es necesaria la observación de un evento en tiempo real, puede ser no adecuada la plumilla térmica debido a que hay un retardo de tiempo antes de visualizar el trazo porque la cabeza térmica de escritura cubre una parte significativa de la carta de papel y generalmente está dentro del registrador. Las plumillas de tinta son sencillas, pero necesitan de limpieza y carga constante del recipiente de tinta. También, un problema frecuente con ellas son los derrames de tinta. Cuando se seca la tinta en el tubo de conducción, se debe cambiar por lo general el conjunto completo de la plumilla. Este problema ha originado el uso generalizado de plumillas desechables (figura 7-5).

Como consecuencia de las desventajas del conjunto de pluma y tinta, se han desarrollado varios otros tipos de marcadores. Estos métodos sin tinta son especialmente útiles en aquellos registradores que deben permanecer sin atención durante largos periodos de registro. Un tipo de dispositivo sin tinta emplea una plumilla caliente sobre un papel sensible al calor. En este tipo, se pasa una corriente eléctrica a través de la punta del marcador móvil. La corriente calienta el marcador y el calor hace que

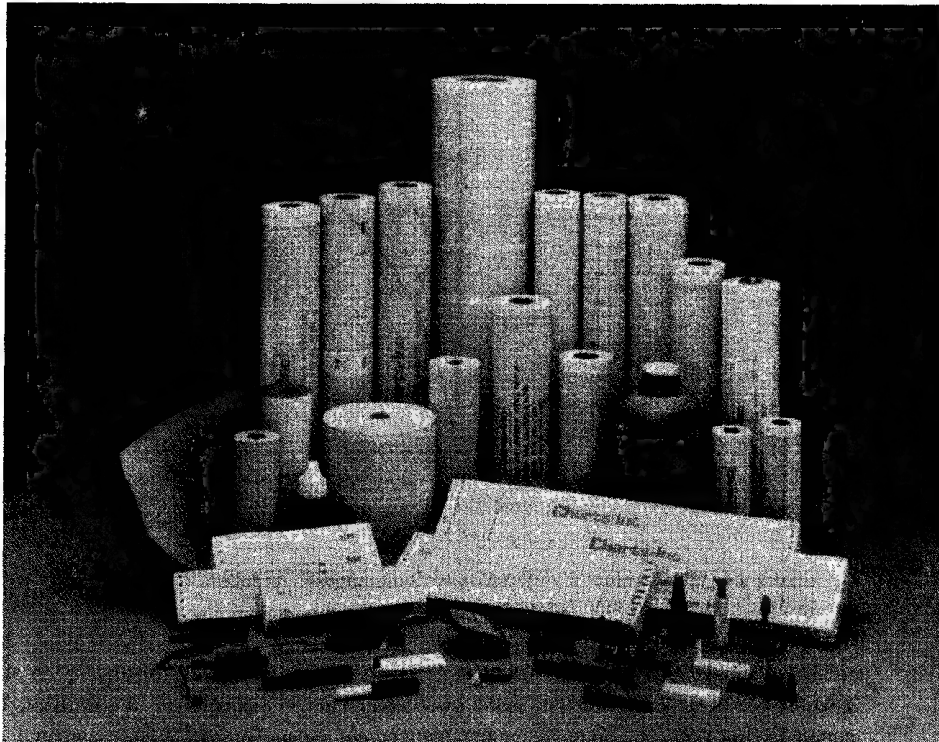


Figura 7-5 Cartas y plumillas desechables típicas. (Cortesía de Charts, Inc.)

aparezca una línea nítida y delgada en el papel especial sensible al calor. Otros métodos de graficación sin tinta comprenden los papeles sensibles a la luz y la presión. Estos métodos también se deben emplear en conjunto con plumillas especiales. Las mayores desventajas de los métodos sin tinta es que son por lo general más complejos que los conjuntos con tinta y también necesitan de papel más costoso. La corriente a la plumilla térmica debe ajustarse según la velocidad de la carta. Una disminución de la velocidad de la carta puede ocasionar su quemado si no se reajusta la corriente. Un aumento en la velocidad puede originar poco contraste.

El conjunto de la plumilla siempre posee algo de inercia debido a su masa propia. La inercia evita que la plumilla se mueva hasta que se aplique cierta señal mínima. El rango de las amplitudes de señal que son demasiado pequeñas para accionar al movimiento del conjunto de la plumilla se llama *banda muerta* del registrador (figura 7-6). Las amplitudes típicas de señal de banda muerta van desde 0.05 hasta 0.1 por ciento de escala completa. La banda muerta puede originar distorsiones del trazo registrado, en especial en las señales de pequeñas amplitudes comparables con el rango de banda muerta. La respuesta del registrador a la frecuencia también está limitada por la inercia de la plumilla y la bobina del galvanómetro. Los registradores con plumilla de alta inercia tienen un límite superior de frecuencia justamente encima

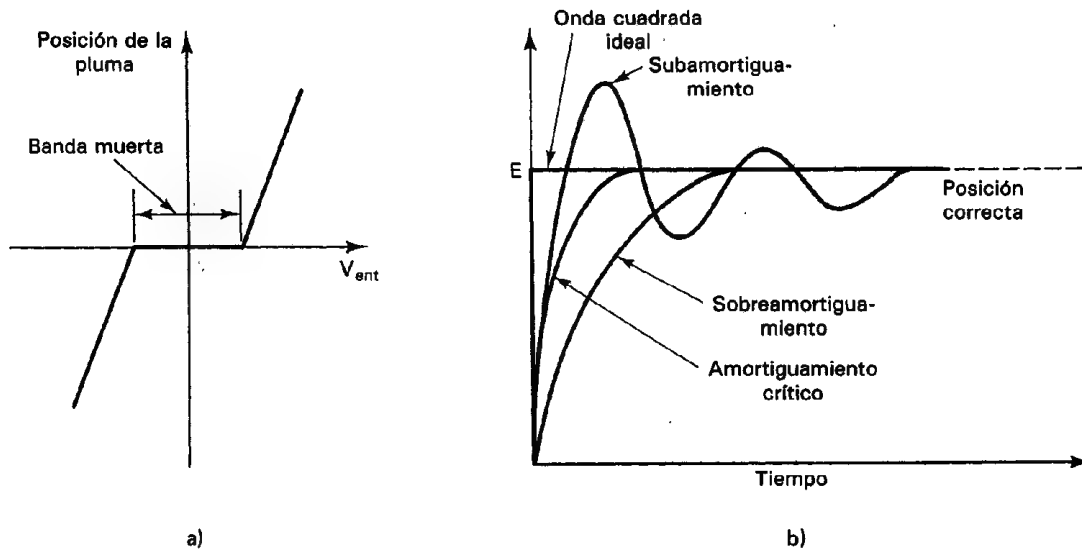


Figura 7-6 Banda muerta y efecto de amortiguamiento en registradores:
a) banda muerta; b) amortiguamiento.

de los 100 Hz. La inercia también ocasiona el *sobreamortiguamiento* o *subamortiguamiento* si no está amortiguado correctamente el sistema de la pluma. La mayor parte de los registradores tiene un *control de amortiguamiento*. Se aplica una onda cuadrada a la entrada y el control de *amortiguamiento* se ajusta hasta que se registra la mejor onda cuadrada (*amortiguada críticamente*) (figura 7-6 b).

Registradores de Galvanómetro

Estos registradores emplean un conjunto de pluma montada en el extremo de un puntero de un movimiento de D'Arsonval resistente semejante al movimiento que se emplea en los medidores básicos de cd (figura 7-7). Al mecanismo también se le conoce como movimiento de bobina móvil e imán permanente. También, se les llama a estos registradores galvanómetros de escritura directa. Conectando directamente la pluma de escritura a la bobina, se obtiene un registro curvilíneo. Se emplean eslabonamientos mecánicos entre la bobina y la pluma cuando se desean registros rectilíneos. Cuando se mide una cantidad con ese galvanómetro, los resortes que restringen los movimientos (y no la señal autobalanceada) dan una fuerza contraria que equilibra la fuerza creada por la cantidad que se esté midiendo. Lo usual es emplear cartas en tiras para este tipo de registrador.

Aunque los registradores de galvanómetro no son tan sensibles como los modelos autobalanceados, tienen varias otras ventajas que les falta a aquéllos. En primer lugar, puede ser mucho mayor su respuesta a la frecuencia que la de los tipos de autobalanceo. Segundo, el movimiento de D'Arsonval que dirige sus dispositivos de escritura se puede

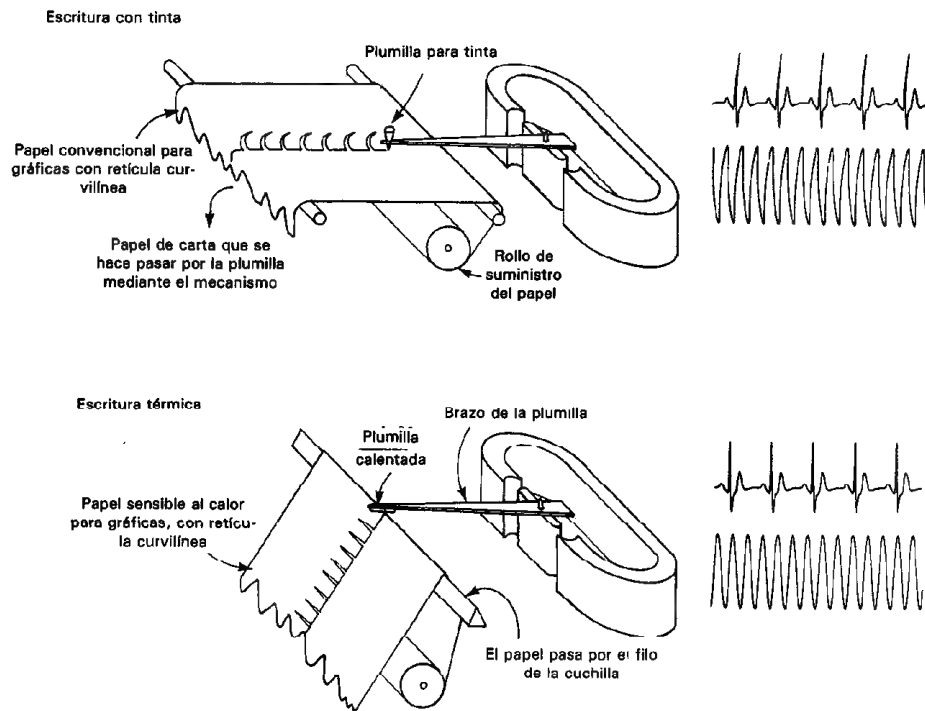


Figura 7-7 Esquema de mecanismos de galvanómetro de registro. (Reimpreso con permiso de Tektronix, Inc.)

hacer mucho más compacto que los conjuntos de plumilla y motor de los registradores autobalanceados. Así, los registradores de galvanómetro con salidas de múltiples canales son más prácticos (figura 7-8). Como resultado, los registradores disponibles en el comercio están contruidos con hasta 36 canales de salida. Esta característica hace que sean atractivos para monitorear y registrar simultáneamente un gran número de cantidades de variación lenta. Por ejemplo, un registrador multicanal puede emplearse para graficar las salidas de transductores que monitorean simultáneamente varias funciones fisiológicas de un paciente (como temperatura corporal, presión sanguínea y ritmo respiratorio). Otra aplicación es el monitoreo simultáneo de varias condiciones que se presentan a bordo en un satélite espacial.

La frecuencia máxima de los registradores ordinarios de galvanómetro es aproximadamente 100 Hz (para amplitudes pequeñas de la plumilla), mientras que su sensibilidad máxima es del orden de 25mV/pulgada. Las impedancias de entrada de esos instrumentos son típicamente de 100 k Ω o más y las exactitudes correspondientes son de ± 1.0 hasta ± 2.0 por ciento de la escala completa.

Los registradores oscilográficos son semejantes a los registradores de galvanómetro, con la excepción de que tienen subsistemas adicionales, electrónicos y mecánicos, que aumentan su sensibilidad de respuesta a la frecuencia en varios órdenes de

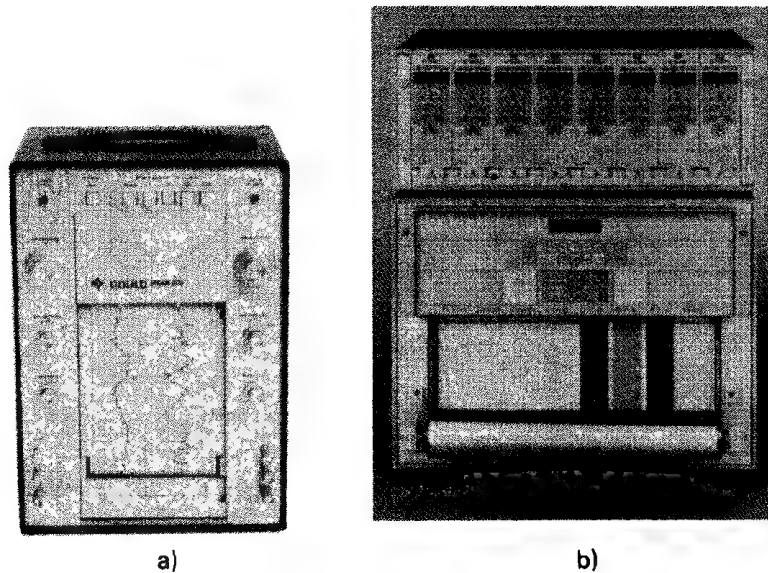


Figura 7-8 Registradores de galvanómetros: a) de 2 canales, b) de 8 canales.
(Cortesía de Gould, Inc., Instrument Systems Division.)

magnitud. Un registrador típico de oscilógrafo (figura 7-9) tiene una respuesta a la frecuencia de 5 kHz. Para obtener esta respuesta tan alta, el sistema de escritura es térmico o bien luminoso; en tales casos también el papel debe ser sensible ya sea a la temperatura o a la luz. Se obtiene un aumento apreciable en la respuesta a la frecuencia empleando un registrador de arreglo lineal (figura 7-10).

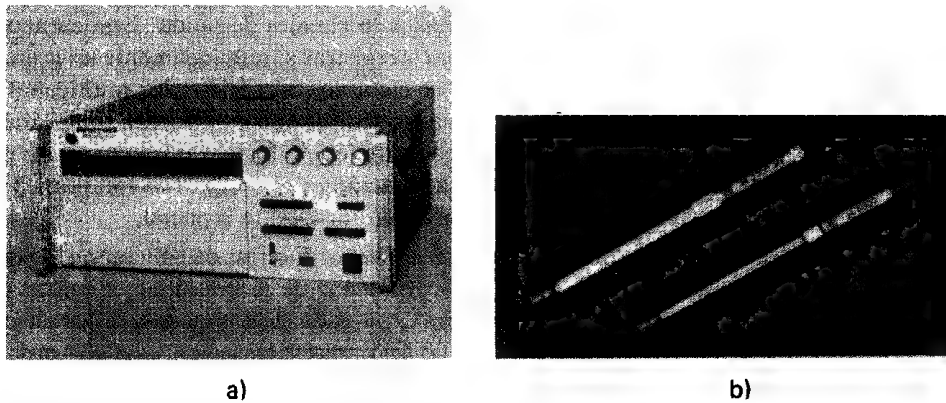


Figura 7-9 a) Registrador oscilográfico. (Cortesía de Honeywell, Inc.);
b) galvanómetros miniatura empleados en el oscilógrafo.

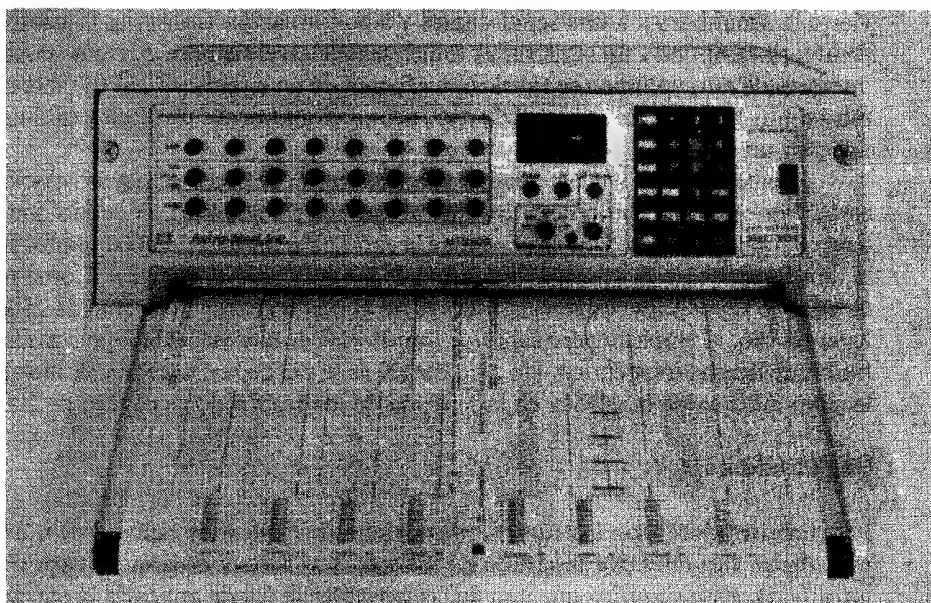


Figura 7-10 Registrador de arreglo lineal de 8 canales. (Cortesía de Astro-Med, Inc.)

Estos últimos son capaces de responder a una señal de 25 kHz, pero también se puede hacer fácilmente que respondan a una señal de cd. Las dos ventajas principales de los registradores de arreglo lineal es que pueden emplear el ancho completo del papel del registro para todos los canales y pueden imprimir caracteres alfanuméricos y retículas de carta simultáneamente. Se elimina el sesgo de los datos, como resultado de los movimientos erráticos de la carta o enlazamiento lateral en un movimiento de galvanómetro, ya que la rejilla se alinea automáticamente con los datos registrados. Un registrador de ocho canales se puede conmutar para tener ocho registros separados o para tener ocho registros superpuestos al toque de un botón. La cabeza térmica de impresión del registrador de arreglo lineal es un arreglo de circuitos integrados de resistencias muy próximas entre sí. Las cabezas de impresión son subproducto de la industria de las máquinas de facsímil (FAX). Las resistencias se sincronizan a aproximadamente 1 kHz. Como la señal estroboscópica de sincronización es una señal digital, un registrador de arreglo lineal puede recibir datos digitales directamente de una barra de distribución (bus) IEEE-488 y también puede imprimir datos analógicos sin convertidor analógico a digital, o puede imprimir datos numéricos en forma similar a un sistema de adquisición de datos. Reduciendo el número de las partes mecánicas en movimiento, el registrador se hace más tolerante al polvo y demás contaminantes atmosféricos. Los informes escritos también se pueden generar en los registradores. Transmitiendo señales digitales en lugar de analógicas al registrador, se eliminan por completo la mayor parte de las fuentes de ruido. Muchos transductores tienen acondicionamiento de señal como parte de ellos en forma de un circuito híbrido que con-

vierte la señal básica a una señal digital y a continuación transmite la señal a través de una fibra óptica a un registrador multiplexado en el tiempo. Algunos pocos transductores de alto volumen se fabrican en forma de un circuito VLSI (de integración a escala muy grande) con un transductor, acondicionamiento de señal y excitadores de línea en un solo chip.

Mientras mayor sea la respuesta a la frecuencia, se necesita mayor velocidad de la carta. Por ejemplo, si es necesario registrar una señal de 25 kHz, de modo que un ciclo tenga 0.5 cm de longitud, la velocidad de la carta debe ser de 1,250,000 mm/s. Esto, por lo tanto, representa la principal limitación de los graficadores en papel. Como resultado de ello, se supone que esos registradores no deben registrar una señal de 25 kHz. En lugar de ello, se emplean para capturar transitorios de alta velocidad que suceden en periodos de tiempo muy cortos. Un pico de 200 μ s se puede registrar con facilidad. La velocidad máxima de la gráfica en la mayoría de los registradores es sólo de 200 mm/s.

Registradores X-Y

Estos registradores son instrumentos que tienen la capacidad especial de mostrar dos cantidades variables por separado en los ejes X y Y de coordenadas cartesianas (figura 7-11). Esto significa que una de las variables se puede aplicar a la entrada X del registrador y la otra a la entrada Y y el registrador graficará las variaciones de una con respecto a la otra. Esta particularidad existe porque el registrador X - Y puede mover una plumilla simultáneamente tanto en la dirección X como en la Y a través de un papel fijo en respuesta a señales eléctricas aplicadas a sus dos terminales de entrada. Como la mayor parte de los registradores X - Y tienen también una base de tiempo, se pueden emplear para graficar la variación de una variable contra el tiempo. Esto les permite llevar a cabo algunas mediciones del mismo modo que los registradores de tira de papel.

Otra característica de los registradores X - Y es que su operación no es costosa. Debido a que la mayor parte emplea un sistema de pluma y tinta, se puede utilizar papel ordinario de bajo costo como carta. Además, son bastante fáciles de usar.

En contraposición, los registradores X - Y son más lentos que los registradores de tira de papel y no pueden utilizarse para aplicaciones de monitoreo continuo. Ellos son también más costosos que muchos registradores de tira de papel sencillos.

Hay una amplia variedad de aplicaciones en las que se emplean los graficadores X - Y . Algunas de esas aplicaciones son el dibujo de curvas de corriente contra voltaje (I - V) de diodos y transistores, la graficación de curvas B - H de materiales magnéticos, reproducción (indirecta) de lecturas analógicas y digitales de computadoras y las gráficas de voltaje contra frecuencia de osciladores de frecuencia de barrido.

El mecanismo que localiza la posición de la plumilla a lo largo tanto del eje X como del eje Y del registrador es un sistema de servomotor, de lazo cerrado (muy semejante al servomecanismo que se emplea en el potenciómetro autobalanceado). La rotación del servomotor mueve a la plumilla marcadora a su posición empleando un arreglo de resorte y poleas. Debido a que este mecanismo es electromecánico, las respuestas a la frecuencia y las velocidades quedan limitadas inherentemente. Su res-

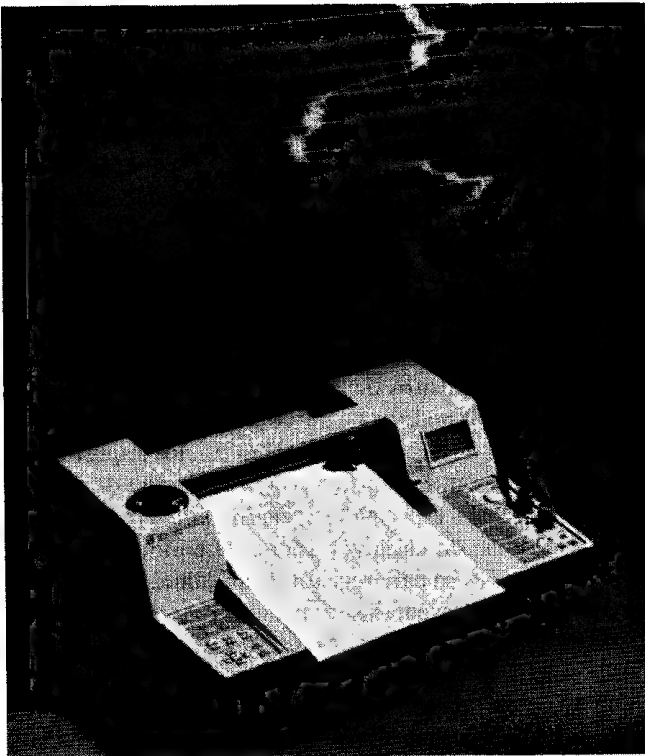


Figura 7-11 Sistema graficador de mediciones capaz de registrar, analizar y hacer anotaciones en los datos. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

puesta a la frecuencia típica es de aproximadamente 5 Hz para una señal de 2.5 cm pico a pico. De igual manera, su *velocidad de combeo* (que se define como la velocidad máxima a la cual se puede mover el ensamble de la plumilla después de haber detenido la aceleración) es de unos 50 cm/s.

Las demás especificaciones de los registradores *X-Y* comprenden características de entrada y salida, tamaños de papel, sensibilidades máximas y sus exactitudes. Los valores típicos de esas cantidades son los siguientes: impedancia de entrada, 100 k Ω a 1 M Ω en los rangos menos sensibles, y 50 M Ω o más en el rango más sensible; tamaños de papel 8½ × 11 u 11 × 17 pulgadas; sensibilidad máxima, 100 mV/pulgada hasta 1 mV/pulgada, dependiendo del modelo; exactitud, ± 0.1 por ciento a escala completa, número de canales y de plumillas.

REGISTRADORES INTERPRETABLES POR MAQUINA

Registadores Analógicos de Cinta Magnética

Se pueden emplear registradores de cinta para almacenar los datos de mediciones ya sea en forma analógica o digital. Cuando se registran en forma analógica, las señales

eléctricas que se alimentan al registrador de cinta magnética se almacenan en la cinta y las mismas señales están disponibles para su reproducción cuando sea necesario. Así, el registrador analógico de cinta magnética permite reproducir los datos en alguna ocasión posterior en el *formato eléctrico original*. Los registradores magnéticos analógicos son los únicos dispositivos adecuados que poseen esta capacidad. También tienen la ventaja de poder registrar datos a una velocidad y reproducirlos a una velocidad distinta. Esta particularidad permite la expansión o compresión de los datos en el tiempo. Por ejemplo, registrando a baja velocidad y reproduciendo a una velocidad mayor, se pueden comprimir y reproducir muchas horas de información en unos pocos minutos.

En general, un *registrador magnético de instrumentación* es el tipo de registrador magnético analógico que se emplea en aplicaciones de medición (en lugar de las grabadoras magnéticas que se emplean para voz, música o vídeo). Se dispone de tres métodos para utilizar de acuerdo a los requisitos de la medición: 1) registro directo, 2) registro de modulación de frecuencia y 3) registro de modulación de pulsos. El registro o grabación directa y el de modulación de frecuencia cumplen con los requisitos de la mayor parte de las aplicaciones de medición. El registro con modulación de pulsos se emplea en sólo un número limitado de casos especiales. El *registro directo* necesita los dispositivos electrónicos menos costosos, da el mayor ancho de banda disponible y sólo depende de la intensidad de magnetización para registrar la amplitud instantánea de la señal de entrada. Sin embargo, entre sus desventajas se encuentra el problema que durante la reproducción no se registran frecuencias menores de 50 a 100 Hz. Además, se presentan errores de variación de amplitud debido a varias causas. Así, la técnica del registro directo tiene su mejor aplicación en donde no son críticos los errores de variación de amplitud (como en registros de audio o en registros donde la frecuencia de la señal, pero no la amplitud, sea de máxima importancia). El *registro con modulación de frecuencia (FM)* supera el problema de la inestabilidad de la amplitud de la señal que presenta la técnica de registro directo, pero a costa de reducir la respuesta a la alta frecuencia y del empleo de circuitos más complejos. Sin embargo, como este método puede reproducir señales con frecuencias hasta de cd, el registro FM se emplea cuando se debe preservar el componente de cd de la señal de entrada y cuando no se pueden tolerar los errores en la amplitud de los datos registrados.

En la figura 7-12 a) aparece un diagrama de bloques de un registrador magnético. Una cinta magnética de $\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$ o de 1 pulgada de ancho se hacen pasar sobre las cabezas de grabación (y de reproducción) a varias velocidades (que van de $1\frac{7}{8}$ hasta 120 pulgadas por segundo). Se pueden colocar varias cabezas separadas a través del ancho de la cinta, permitiendo que los datos individuales se registren a lo largo de cada una de esas posiciones o *pistas* (aumentando la cantidad de datos que se pueden registrar en una sola cinta). Una cinta de $\frac{1}{2}$ pulgada de ancho permite 7 pistas, y al de 1 pulgada tiene cabida para 14 pistas.

El registro de los datos sobre la cinta tiene lugar en el punto donde la *cabeza de grabación* hace contacto con la cinta magnética. La cabeza es semejante a un transformador toroidal con un solo devanado como se muestra en la figura 7-12 b). El núcleo del transformador tiene un espacio corto no magnético. Una sola corriente que se alimenta al transformador hace que el flujo magnético en el núcleo se desvíe alrededor

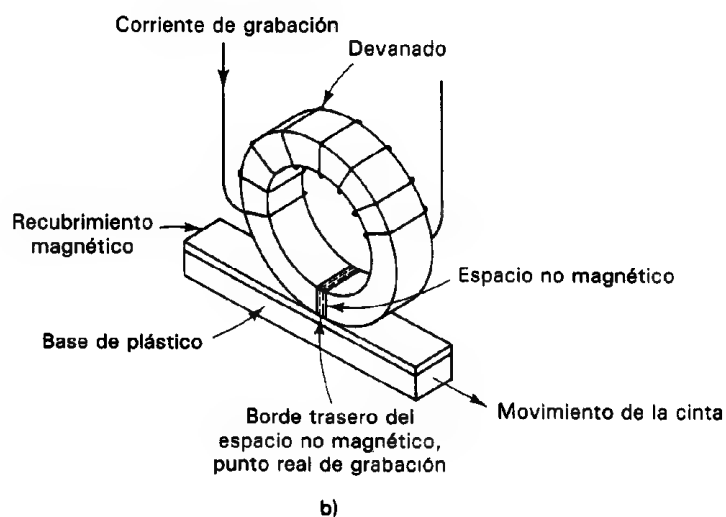
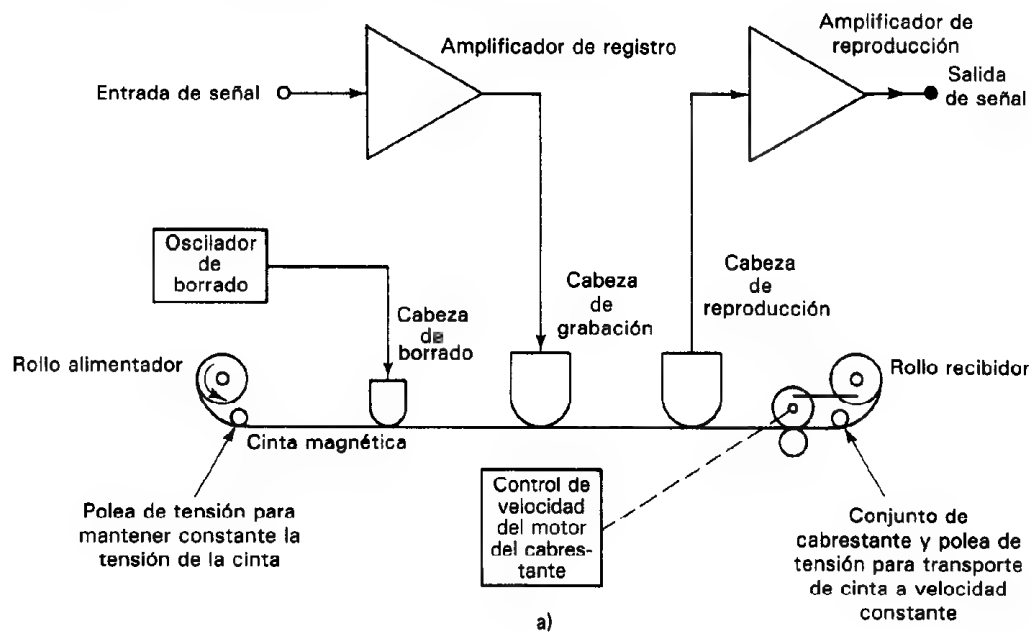


Figura 7-12 a) Diagrama de bloques de un registrador de cinta magnética; b) diagrama simplificado de la cabeza magnética de grabación.

del espacio en el núcleo y a través del material magnético de la cinta con la cual la cabeza está en contacto. Cuando la cinta magnética se mueve pasando por la cabeza de grabación, el material de la cinta magnética está sujeto a un patrón de flujo magnético proporcional a la corriente en el devanado de la cabeza de registro. Conforme se aleja del espacio, cada partícula magnética diminuta retiene el estado de magnetización al cual estuvo sujeto mediante el flujo magnético desviado. El mecanismo de transporte de la cinta la hace pasar por las cabezas a una velocidad seleccionada constante. El amplificador acondiciona y aplica los datos de entrada a la cabeza de registro o grabación.

Registradores Digitales Interpretables por Máquina

El uso cada vez mayor de computadoras digitales para almacenar y procesar datos experimentales ha creado la necesidad de instrumentos que puedan suministrar datos en formato digital apropiado para su alimentación directa a la computadora. A diferencia de los datos analógicos (en los que las amplitudes o las frecuencias de señal representan directamente a los valores de los datos), los datos digitales deben ser formateados en un código digital compatible con la computadora o el dispositivo de despliegue digital que se esté empleando. El código digital que se selecciona, generalmente es alguno de los que se describieron brevemente en el capítulo 1; esto es, el código binario o el decimal codificado binario (BCD) o el código ASCII. Los dispositivos que pueden registrar los datos digitales en una forma adecuada para la interpretación de máquinas digitales incluyen los registradores digitales de cintas magnéticas y la memoria misma de la computadora (que puede almacenar los datos digitales en varios sistemas de almacenamiento digital como cinta magnética, discos o tambores magnéticos, memoria de núcleo magnético o memoria de semiconductores).

Registradores Digitales de Cinta Magnética

Estos registradores emplean por lo general cinta de $\frac{1}{2}$ pulgada de ancho con siete o nueve pistas. La combinación de bits que se registran en las distintas pistas a lo ancho de la cinta comprende el código para cada carácter (figura 7-13). La densidad de registro a lo largo del eje de la cinta va de 100 a 1600 caracteres por pulgada. Así, con velocidades de cinta de hasta 200 pulgadas/seg, se pueden registrar 320,000 caracteres por segundo.

Hay dos tipos de registradores digitales de cinta magnética, el *incremental* y el *síncrono* (de movimiento continuo). El *registrador digital incremental* registrará un carácter a la vez y a cualquier velocidad de grabación, desde cero hasta algún máximo (típicamente, 600 caracteres por segundo). Se emplean mejor cuando las velocidades de datos son bajas o discontinuas. Para mayores velocidades de datos, se debe emplear el *registrador síncrono*. En éste, la cinta se mueve a velocidad constante (p. ej., 100 pulgadas/s) y se registran un gran número de caracteres de datos.

Almacenamiento en Disco Magnético

También, se pueden almacenar los datos digitales en discos magnéticos. El tiempo de acceso del almacenamiento de disco es mucho mayor que el del almacenamiento de cinta

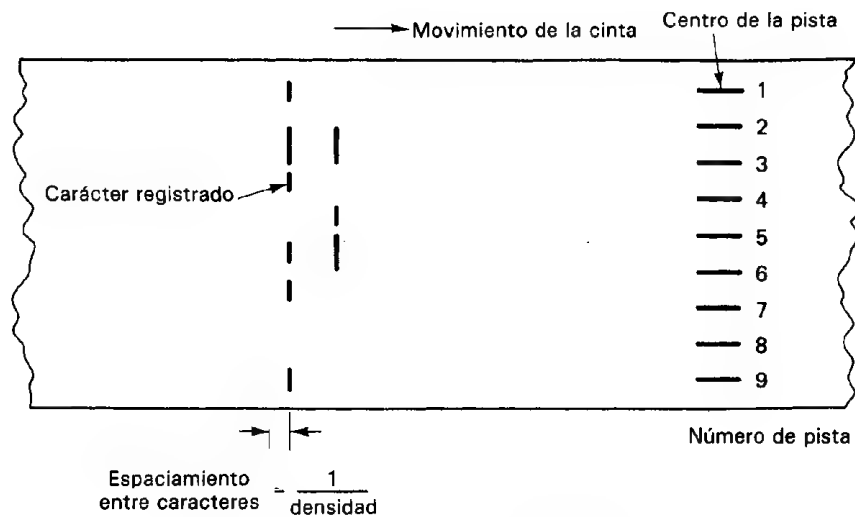


Figura 7-13 Formato de una cinta magnética digital, con sus pistas.

y un sistema con discos intercambiables puede tener espacio ilimitado de almacenamiento. Un sistema de discos magnéticos puede contener varios discos en la misma unidad (figura 7-14) o sólo uno con una o dos superficies. (A este dispositivo se le conoce como *disco flexible*.)

Los sistemas con varias pistas en una unidad de discos tienen una cabeza separada para cada superficie del disco. Las cabezas flotan sobre la superficie en un cojín de aire y leen y escriben en el disco. Todas las cabezas se manejan simultáneamente mediante el mecanismo de posicionamiento de cabezas acercándose o alejándose del centro.

La información digital se almacena sobre las superficies de los discos a lo largo de círculos concéntricos que se llaman *pistas*. Si las cabezas se colocan sobre una pista dada, digamos la pista 29, las cabezas se dirigen a la pista 29 de todas las pistas en

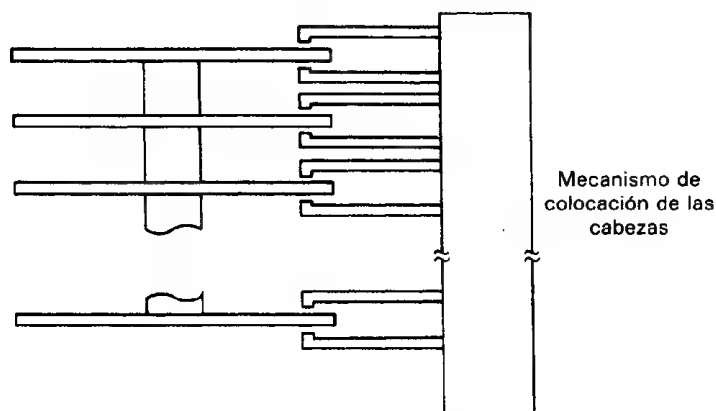


Figura 7-14 Almacenamiento en discos.

todas las superficies de los discos. Como ejemplo de un sistema de discos está uno que contiene 10 discos (20 superficies) con 200 pistas por superficie y cada pista capaz de almacenar más de 7000 caracteres. Así, este sistema tiene una capacidad de almacenamiento de 29.5 millones de caracteres. Como la unidad de disco trabaja a 2,400 rpm, se tiene un tiempo de acceso promedio de 87.5 ms.

Los discos flexibles tienen $\frac{1}{16}$ de pulgada de espesor y tienen una o dos superficies de grabación en sustrato de plástico flexible encerrado permanentemente en un sobre protector. En la figura 7-15 se muestra la versión de 8 pulgadas de diámetro. El disco se gira mediante la unidad de disco a 360 rpm y la cabeza de lectura/escritura hace contacto con las pistas a través de la ranura de acceso. Los datos se pueden registrar en 77 pistas concéntricas, cada una de las cuales contiene 41.7 kilobits de almacenamiento. Esto permite un almacenamiento de 3.2 megabits por superficie de grabación. Como los datos están formateados en forma de byte, esto significa que se pueden almacenar 256 kilobytes de datos por superficie. Los tiempos de acceso promedios van de 25 a 120 ms. Debido al bajo costo y al tiempo de acceso relativamente rápido (en comparación a los cassettes de cinta magnética), los discos flexibles son muy populares como dispositivos de almacenamiento en muchos sistemas, incluyendo las computadoras personales caseras.

Los discos flexibles de $3\frac{1}{2}$ pulgadas que se emplean en la mayor parte de las computadoras personales pueden almacenar 1.44 M bytes de datos formateados a una densidad de 17,000 bits por pulgada. Esto queda muy cerca del límite teórico para grabación longitudinal de los medios de óxido de cobalto férrico. Estando girando el

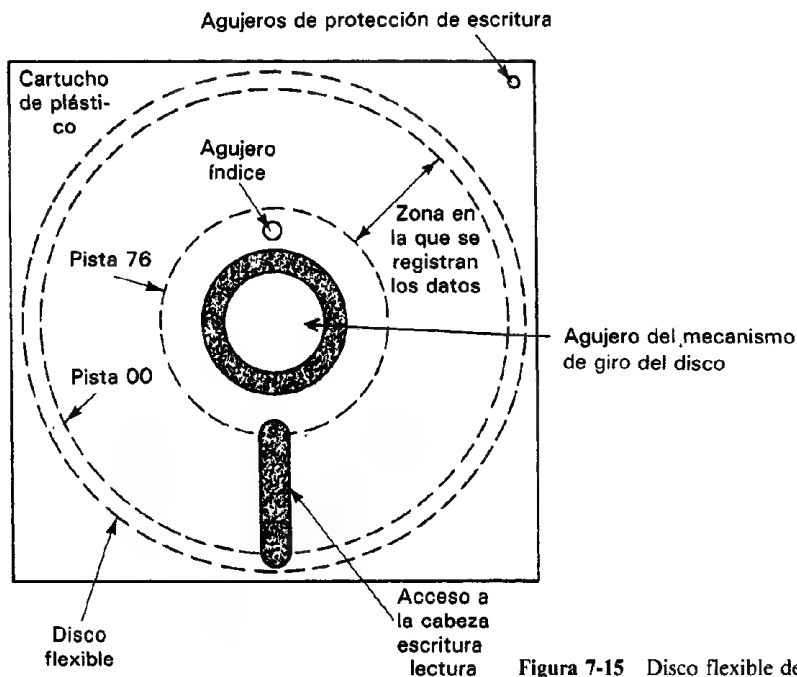


Figura 7-15 Disco flexible de ocho pulgadas.

disco aproximadamente a 200 rpm, una celda de bits tiene un ancho de sólo $2\mu\text{s}$ y la ventana de datos se extiende a ± 500 ns del centro de la celda. Los cambios en los medios de grabación permiten hoy en día densidades de registro de cerca de 51,000 bits por pulgada. Sin embargo, para leer esta densidad de bits, se debe colocar la cabeza mediante un sistema servomotor en lazo cerrado y una caja de Bernoulli. El efecto Bernoulli es la creación de un vacío parcial entre la cabeza y un disco de alta velocidad. Los fabricantes hacen trabajar sus discos a 1800 y 3600 rpm para aprovechar la ventaja del efecto Bernoulli. El vacío se crea mediante la rotación de alta velocidad y es lo suficientemente fuerte para jalar la cabeza a una posición cercana al disco permitiendo al mismo tiempo un colchón de aire suficiente para evitar daños al disco.

Las unidades de discos de las computadoras personales usan motores de pasos para colocar la cabeza. Esta se mueve aproximadamente a 0.025 pulgadas entre pistas, de las que hay 40 por pulgada. Hay tres métodos en los que se puede aumentar sin mucho gasto de densidad de almacenamiento: 1) se puede cambiar el medio de registro para disminuir el tamaño del área magnetizada y aumentar los bits por pulgada, 2) se puede emplear un servomotor de lazo cerrado para posicionar las cabezas (aumentando con esto las pistas por pulgada hasta a unas 480) y 3) se puede aumentar la densidad de registro un orden de magnitud (10 veces) registrando en plano vertical. Empleando un servomotor de lazo cerrado y un disco de $3\frac{1}{2}$ pulgadas se pueden almacenar 6 M-bytes de datos. Los circuitos electrónicos de alto rendimiento junto con los servomotores de lazo cerrado pueden lograr almacenamiento de 20 M-bytes en un disco de $3\frac{1}{2}$ pulgadas con técnicas de grabación en el plano vertical.

Muchos fabricantes deben mantener registros de fabricación de cada parte producida. Esto requiere de vastas cantidades de almacenamiento aun para compañías de tamaño mediano. Se conservan estos registros por diversas razones, como análisis de tendencias históricas, impuestos, defensa contra demandas por responsabilidad del producto y requisitos militares. Muchas compañías están cambiando de microfichas a discos ópticos, que están conectados directamente a las computadoras de procesos de fabricación. Los discos ópticos dan una solución económica para almacenar grandes cantidades de datos. El disco se fabrica de un plástico o metal de peso ligero que está cubierto con una emulsión fotosensible. Esta emulsión se recubre a su vez con una capa delgada protectora de plástico o de vidrio. Un rayo láser golpea la emulsión y hace cambiar su capacidad de reflexión de luz, permitiendo leer los datos del disco. A diferencia del disco flexible, no se pueden cambiar los datos una vez completada la escritura. Los datos se pueden registrar a una velocidad de 5 M bits por segundo y un disco puede almacenar 2 G bytes de datos. Esto es equivalente a 400,000 páginas escritas a máquina.

PROBLEMAS

1. Explíquese por qué las mediciones que implican la detección de cero para indicar la cantidad que se está midiendo pueden hacerse con mayor exactitud que aquellas que implican la lectura de una deflexión de la aguja a lo largo de una escala.

2. ¿Cuál es la diferencia entre las definiciones de la palabra *potenciómetro* que se emplean en el capítulo 7 y en el capítulo 10?
3. Describanse las diferencias entre los potenciómetros *manuales* y los *autobalanceados*.
4. Explíquese por qué los efectos de carga de los potenciómetros y los de los voltímetros convencionales difieren mucho entre sí, en magnitud.
5. Un potenciómetro manual consta de los siguientes componentes: una batería de trabajo de 5.0 V y resistencia interna despreciable; una celda estándar cuyo voltaje es 1.0191 V y cuya resistencia interna es 200 Ω ; una resistencia ajustable de precisión de 200 Ω ; un galvanómetro con resistencia interna de 50 Ω . El reóstato del instrumento se ajusta de modo que el potenciómetro se calibra en la marca 101.9 Ω de la resistencia ajustable de precisión.
 - a) Calcúlese la corriente que pasa por el reóstato así como el valor de su resistencia.
 - b) Si se conecta en serie una resistencia de protección con el galvanómetro, calcúlese el valor de la resistencia necesario para limitar la corriente en el galvanómetro a 10 μ A.
6. Hágase una lista de algunos de los factores que determinan la exactitud de los potenciómetros.
7. Cuando se emplea un potenciómetro se recomienda que sólo se oprima la tecla momentáneamente para evitar dañar ya sea el galvanómetro o la celda estándar. Explíquese con mayor detalle por qué se debe seguir esta recomendación.
8. ¿Cuáles serían los efectos de un cambio apreciable de temperatura sobre la exactitud de un potenciómetro?
9. Describanse las funciones de los siguientes componentes del potenciómetro autobalanceado.

a) Detector de error	b) Amplificador
c) Servomotor	d) Fuente de voltaje de referencia
10. Dibújense las gráficas tanto de registrador con cartas circulares como con cartas de tira. Indíquese cómo se muestran en estas gráficas tanto las cantidades medidas como el tiempo.
11. Explíquense las ventajas que tiene cada uno de los siguientes tipos de registradores sobre los demás:
 - a) Registradores autobalanceados
 - b) Registradores de galvanómetro
 - c) Registradores X-Y
12. ¿Qué hace que la respuesta a la frecuencia de los registradores sea limitada?
13. Describir los dos tipos de registro sin tinta.

REFERENCIAS

1. Stout, M.B., *Basic Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas Básicas), 2a. ed. Cap. 7. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1960.
2. Harris, F. K., *Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas), Cap. 9, New York: John Wiley, 1952.
3. *Catálogo Leeds & Northrup*, 1970. North Wales, Pa.
4. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de Instrumentos Electrónicos Básicos). Caps. 9 y 36. New York: McGraw-Hill, 1972.
5. Revista *Measurements and Control* (Mediciones y Control), número 129, junio, 1988.

Mediciones de Tiempo y Frecuencia

La medición exacta del tiempo es importante en todos los campos de la investigación científica. Como el tiempo es una de las unidades fundamentales a partir de la cual se derivan todas las demás unidades, es necesario que las mediciones de tiempo se hagan con mucha exactitud. Aunque los intervalos de tiempo se miden con muchas técnicas y dispositivos distintos, las determinaciones más exactas involucran el uso de dispositivos electrónicos de medición (para exactitudes de 1 parte de 10^{10}). Más adelante se describen esos instrumentos exactos de medición de intervalo de tiempo así como algunos dispositivos eléctricos de temporización más simples.

Se define la frecuencia como el número de eventos recurrentes que tienen lugar en un intervalo unitario de tiempo. Cuando se refiere uno a señales eléctricas, la frecuencia (f) es por lo general el número de ciclos de una onda periódica que se presentan por segundo. La duración del tiempo (en segundos) de un ciclo completo de esa onda se llama el periodo (T) de la onda. Como se hizo notar antes en este texto, la frecuencia y el periodo de una onda periódica se relacionan mediante

$$f = \frac{1}{T} \quad (8-1)$$

La unidad de frecuencia es el hertz (Hz, que antes se llamaba ciclos por segundo). La ecuación (8-1) indica que si se puede medir el tiempo o la frecuencia, se puede determinar la otra de estas cantidades.

Como tema final en el capítulo, se describen los instrumentos que se emplean para el análisis armónico de las ondas. El análisis armónico implica la determinación

de los distintos componentes que constituyen una señal. Los instrumentos para análisis armónico también se emplean para detectar la cantidad de distorsión de diversas ondas.

Patrones de Tiempo

Los primeros patrones de tiempo se basaban en la rotación de la Tierra alrededor de su eje. Un *día* es el tiempo que toma la Tierra para efectuar una revolución completa alrededor de su eje. Cuando fue inventado el primer reloj se escogió al *segundo* como el tiempo aproximado de una oscilación completa de un péndulo. Eventualmente se definió al segundo como $1/86,400$ parte de un día ($24 \text{ horas} \times 60 \text{ minutos} \times 60 \text{ segundos}$).

Sin embargo, cuando se hicieron mediciones astronómicas más precisas de la rotación de la Tierra, se dedujo que existen pequeñas variaciones en el tiempo de rotación axial de la Tierra. Así, se vio que un patrón tiempo que estuviese ligado con la rotación de la Tierra nunca sería completamente constante. Como las mediciones modernas requieren del conocimiento de intervalos de tiempo muy exactos, fueron desarrollados varios estándares o normas que no dependen de las observaciones astronómicas.

El estándar moderno de la unidad de tiempo se define en términos de un *estándar atómico*. En este estándar se mide la frecuencia resonante de átomos de cesio y se convierte a tiempo. Como la frecuencia depende sólo de la estructura interna del átomo de cesio (siempre que los átomos no estén perturbados por condiciones externas como p. ej. campos magnéticos), la exactitud de este estándar queda garantizada a aproximadamente 1 parte en 10^{10} . Se identifica a un segundo como 9,192,631,770 periodos de oscilación de esos átomos de cesio.

Se tiene hoy en día un reloj atómico basado en este principio, funcionando en Estados Unidos en el National Bureau of Standards, cuya precisión excede $1 \mu\text{s}$ por día, como estándar primario. Las señales de tiempo de ese reloj son transmitidas por radio en la estación WWVB (60 kHz) y son exactas dentro de 5 partes en 10^{10} .

En un futuro cercano, es probable que el estándar de tiempo se base en el número de longitudes de onda de un rayo de luz láser. La exactitud de ese estándar promete ser varios órdenes de magnitud mayor que la del estándar atómico.

MEDICIONES DE TIEMPO

Se puede medir el tiempo mediante varios métodos mecánicos, eléctricos o astronómicos. Esta descripción se concentrará sólo en los métodos eléctricos y electrónicos. La complejidad y el costo del equipo de medición de tiempo aumenta conforme disminuye el intervalo de tiempo que se está midiendo (y a medida que la exactitud con la cual se hace la medición aumenta). Se examinarán los instrumentos de medición de tiempo en orden ascendente en lo que respecta a la complejidad y exactitud. Los instrumentos más exactos de medición del tiempo (es decir, los temporizadores digitales) se describen en la sección sobre contadores-temporizadores universales.

Relojes Electrónicos

Un método de medición de intervalos tiempo emplea temporizadores o relojes *electrónicos*. Estos dispositivos electrónicos pueden medir intervalos de tiempo cuya duración es tan baja como un microsegundo.

El principio más empleado en los temporizadores electrónicos se basa en la carga de un capacitor en un circuito *RC* (resistencia-capacitancia). Los temporizadores electrónicos se basan en el hecho de que se necesita una cantidad finita de tiempo para cargar un capacitor cuando se aplica súbitamente un voltaje de corriente directa a través de la conexión en serie de una resistencia y un condensador. La variación del voltaje contra el tiempo a través del capacitor seguirá una curva cuya forma se muestra en la figura 8-1. La rapidez con la que se carga el capacitor depende de los valores de la resistencia y capacitancia en la conexión. Específicamente, se define una cantidad, que se conoce como constante de tiempo (τ) de la combinación resistencia-capacitancia, como el tiempo que se tarda el voltaje a través del capacitor en alcanzar el 63 por ciento de su valor de carga completa. La constante de tiempo es igual a

$$\tau (\text{segundos}) = R (\text{ohms}) \times C (\text{farads}) \quad (8-2)$$

Por ejemplo, si se define un capacitor de 500 pF y una resistencia de 4 M Ω en serie, tomaría

$$\begin{aligned} \tau &= R \times C = (4 \times 10^6) \times (5 \times 10^{-10}) \\ &2 \times 10^{-3} = 2 \text{ ms} \end{aligned}$$

para cargar al capacitor a 63 por ciento del valor del cualquier voltaje de cd aplicado a través de la conexión en serie.

Si se aplica un voltaje conocido a través de esa conexión *RC* en serie en el tiempo $t = 0$ y se interrumpe el voltaje al final del intervalo de tiempo medido, el voltaje a través del capacitor parcialmente cargado será una indicación del intervalo de tiempo.

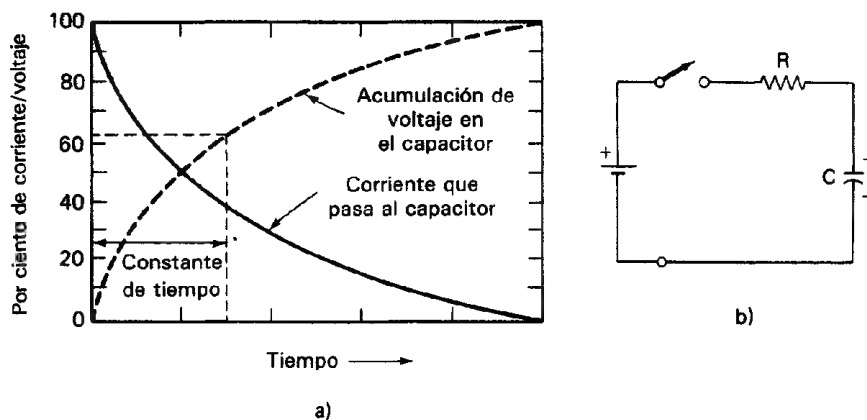


Figura 8-1 a) Corriente y voltaje de un capacitor cuando se le aplica un voltaje de cd cuando $t = 0$; b) circuito *RC* del temporizador electrónico.

MEDICION DE FRECUENCIA

Se emplean varios tipos de instrumentos para medir la frecuencia, dependiendo del rango de frecuencia y de la exactitud deseada. A continuación se da una lista de algunos de los instrumentos que se emplean normalmente para medir en varios rangos de frecuencia.

1. Osciloscopios
2. Medidores de frecuencia con puente de Wien (rango de audio-frecuencia)
3. Medidores de frecuencia de pulsación cero (rango de radio-frecuencia)
4. Contadores digitales de frecuencia (amplio rango de frecuencias, muy exactos)

El osciloscopio puede medir las frecuencias en un amplio rango empleando los métodos de barrido disparado y de figuras de Lissajous que se describieron en el capítulo 6. Sin embargo, es algo limitada la exactitud de las mediciones de frecuencia efectuadas con un osciloscopio. Así, para mediciones más exactas, es más probable que se empleen otros instrumentos.

Medidores de Frecuencia de Puente de Wien

Se verá en el capítulo 13 que el oscilador de puente de Wien es un dispositivo diseñado para producir con exactitud señales de frecuencia dentro del rango de audio. La parte del puente del circuito oscilador también se puede emplear como un instrumento para medir frecuencias en el rango de audio. En este tipo de medidor, la señal de interés se aplica al puente (figura 8-2). Los brazos del puente contienen componentes eléctricos pasivos ajustables. Para determinada combinación de valores de los componentes, hay una frecuencia específica a la que se balancea el puente (es decir, el valor de la diferencia de voltaje entre los puntos *A* y *B* es cero). Se pueden emplear audifonos, un tubo de rayos catódicos o un voltmetro electrónico para detectar este estado de equilibrio. En la mayor parte de los puentes de Wien, se escogen los valores de los componentes de modo que $R_1/R_2 = 2$, $R_4 = R_3$, y $C_4 = C_3$. Entonces, en el equilibrio, la frecuencia desconocida se calcula mediante

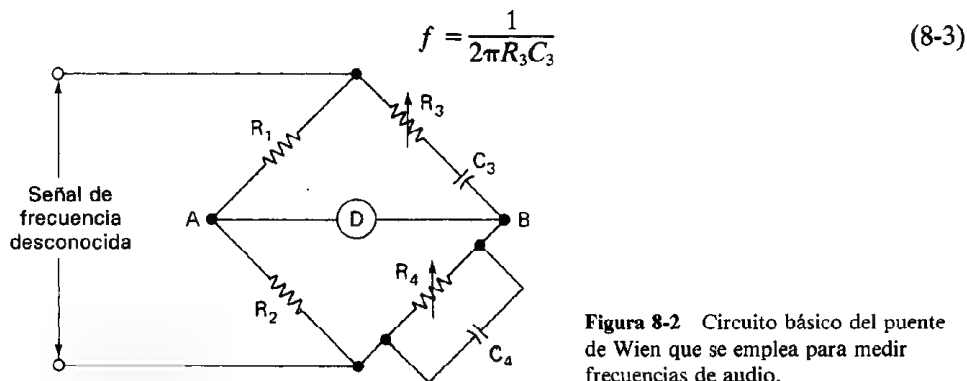


Figura 8-2 Circuito básico del puente de Wien que se emplea para medir frecuencias de audio.

Medidor de Frecuencia de Pulsación Cero

Los medidores de frecuencia de pulsación cero se emplean para efectuar mediciones exactas de las frecuencias de señales de radiofrecuencia. El funcionamiento de esos medidores se basa en el principio de pulsación cero (o heterodino). Este principio dice que si se combinan dos señales de diferentes frecuencias en un circuito no lineal¹ (en este caso un circuito *mezclador*), la salida del circuito contendrá una señal cuya frecuencia es igual a la diferencia entre las dos señales originales. A esta frecuencia se le llama la *diferencia heterodina*.

En el medidor de frecuencia de pulsación cero, la señal cuya frecuencia se mide es una de dos señales que se aplican al mezclador (figura 8-3). La otra señal se genera dentro del medidor con un oscilador de frecuencia variable. A medida que se ajusta la frecuencia en ese oscilador para que se acerque al valor de la frecuencia desconocida, se hace menor la diferencia entre las dos frecuencias. Si se emplea un par de audífonos para oír la señal de diferencia heterodina, se producirá un sonido en los audífonos cuando la diferencia de frecuencia es menor que 15,000 Hz. A medida que se continúa variando la frecuencia del oscilador para que se acerque más y más a la frecuencia desconocida, se hace cada vez más bajo el tono del sonido producido por los audífonos. Cuando las dos señales son de igual frecuencia, el sonido desaparecerá. Si se eleva la frecuencia del oscilador arriba de la frecuencia desconocida, el sonido reaparecerá de nuevo en los audífonos debido a que la diferencia entre las dos frecuencias produce una señal de diferencia no cero. Así, si se conoce con mucha exactitud la frecuencia del oscilador de frecuencia variable en el punto en el que desaparece el sonido en los audífonos, se identifica la frecuencia desconocida. Se puede emplear un registrador en lugar de los audífonos para determinar el punto en el que la diferencia heterodina es cero.

Se puede verificar la exactitud del oscilador de frecuencia variable mediante un oscilador de cristal integrado en el instrumento. Este oscilador produce señales cuya

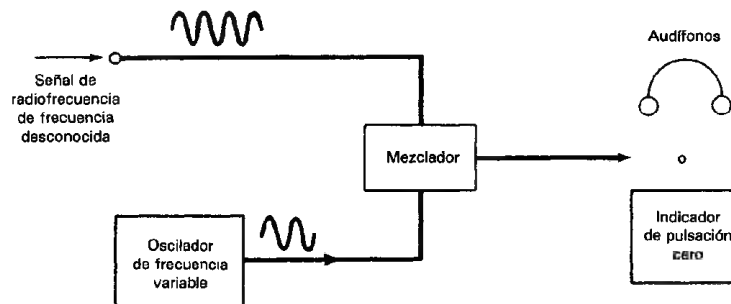


Figura 8-3 Diagrama de bloques de un medidor de frecuencia de pulsación cero.

¹En un circuito no lineal hay elementos, como tubos de vacío o transistores, cuyas características de voltaje contra corriente no son líneas rectas. El hecho de que esas características sean líneas curvas y no rectas, implica que su funcionamiento es no lineal. El acoplamiento heterodino tiene lugar en la región representada por la parte curva de esas características.

frecuencia específica de salida se conocen con exactitud muy alta. Comparando la frecuencia del oscilador de frecuencia variable con la del oscilador de cristal, se puede calibrar el oscilador de frecuencia de modo que el medidor de frecuencia de pulsación cero de valores de las frecuencias medidas con una exactitud de 0.01 por ciento de sus valores verdaderos.

El rango del medidor de frecuencia de pulsación cero se puede aumentar más allá del rango de la frecuencia máxima del oscilador de frecuencia variable, en virtud de las características no lineales del mezclador. En otras palabras, como es un circuito no lineal, el mezclador también actúa en cada señal individual que se le aplique y produce componentes cuyas frecuencias son el doble, el triple y así sucesivamente, de cada señal de entrada. Por ejemplo, si se aplica una señal de 100 Hz al mezclador, éste producirá una señal de salida con componentes cuyas frecuencias son 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz y así sucesivamente. Estos componentes de mayor frecuencia se pueden emplear también para producir una señal de diferencia heterodina con la frecuencia desconocida, si ésta es mayor que la frecuencia máxima del oscilador de frecuencia variable.

Contadores Digitales de Frecuencia

Los contadores digitales de frecuencia son los instrumentos más exactos y flexibles de que se dispone para medir frecuencias desconocidas (figura 8-4). La máxima exactitud a la que llegan los contadores digitales de frecuencia se puede acercar a la exactitud de los estándares atómicos de tiempo que se describieron antes. Se pueden medir con esos aparatos las frecuencias desde la corriente directa hasta el rango de los gigahertz. Además, como la mayoría de los eventos se pueden convertir en una señal eléctrica que consiste de un tren de pulsos eléctricos, los contadores digitales de frecuencia se



Figura 8-4 Contador digital de frecuencia: HP modelo 5386A. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

pueden emplear también como contadores de casi cualquier tipo de cantidad. Así, eventos como por ejemplo los latidos de corazón, el paso de partículas radiactivas, las revoluciones del eje de un motor, los destellos de luz y los meteoritos se pueden contar con estos contadores digitales. Sin embargo, los contadores digitales de frecuencia son por regla general bastante más costosos que los otros métodos empleados para medir la frecuencia. Si no se necesita la exactitud extremadamente alta de un contador digital, se puede considerar adecuado el empleo de otro dispositivo.

Los componentes principales que constituyen a los medidores digitales de frecuencia se muestran en la figura 8-5. Son el conjunto de conteo y despliegue digital, el generador de base de tiempo, el circuito formador de pulsos (generalmente un circuito tipo disparador de Schmitt) y el circuito de compuerta. (Si se ha de contar otra cantidad que no sea la frecuencia de una señal eléctrica, también se debe emplear un transductor para convertir los eventos en pulsos eléctricos.)

Se ve en la figura 8-5 que la señal de frecuencia desconocida se alimenta al contador y entra a un formador de pulsos. Este circuito crea un pulso por cada ciclo de la señal de entrada. Los pulsos se aplican a una compuerta. Si la compuerta está abierta, pueden pasar los pulsos a través de ella para ser contados y mostrados por el conjunto de conteo y despliegue digital. (Nótese que los circuitos de conteo de pulsos se reajustan a cero antes de abrir la compuerta.) Si la compuerta sólo se abre durante un periodo fijo y de tiempo perfectamente conocido, el número de pulsos contados dará la frecuencia (es decir, los ciclos por segundo) de la señal desconocida.

El método mediante el cual se permite abrir la compuerta durante un intervalo conocido con exactitud se muestra en la figura 8-6. Un oscilador de cristal produce una señal a 1 MHz o a 100 kHz (dependiendo del diseño del instrumento específico). Para

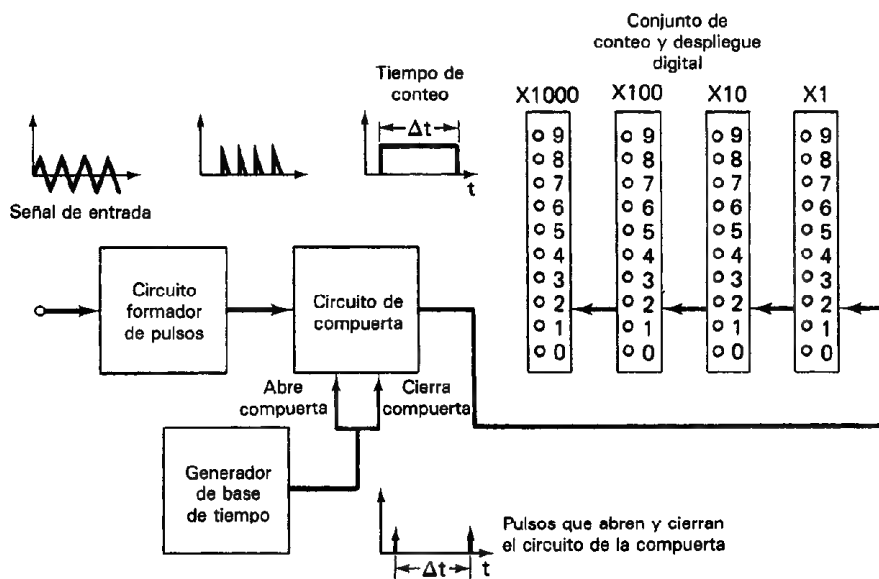


Figura 8-5 Diagrama de bloques de un medidor digital de frecuencia.

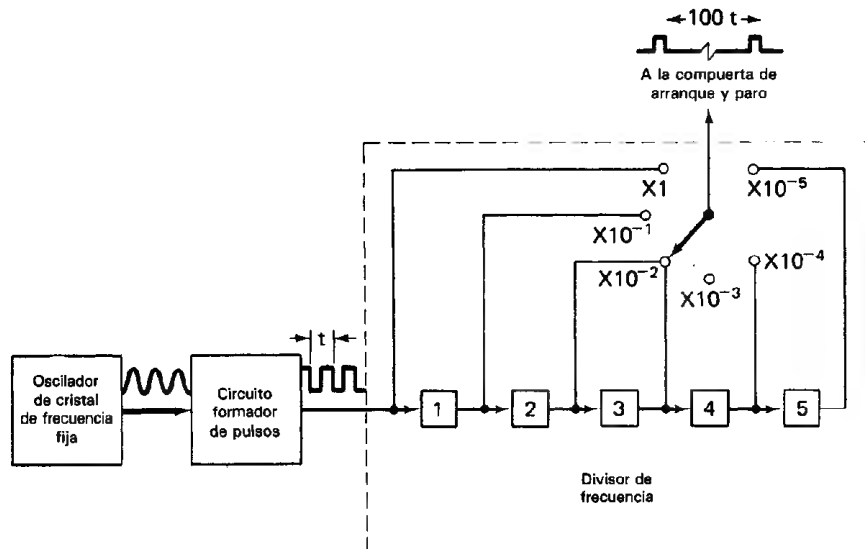


Figura 8-6 Diagrama de bloques del generador de base de tiempo de un contador digital de frecuencia.

mantener la salida del oscilador exactamente a la frecuencia deseada, el cristal está en un horno de temperatura controlada. La señal de salida del oscilador se alimenta entonces a otro circuito formador de pulsos. Si el oscilador tiene una frecuencia de salida de 1 MHz, el circuito formado de pulsos producirá un tren de pulsos angostos a intervalos de $1 \mu\text{s}$. Esos pulsos se aplican a cierta cantidad de décadas divisoras de frecuencia diseñadas para aumentar el tiempo entre los pulsos en factores de 10. Como resultado, se tiene opción de escoger pulsos separados en el tiempo desde $1 \mu\text{s}$ hasta 1 s. Cualquier par de esos pulsos actuará como los pulsos que abren y cierran el circuito de compuerta del contador. La exactitud a la que se puede medir el intervalo entre los pulsos producidos por el generador de base de tiempo determinará la exactitud a la que se puede medir la frecuencia. Típicamente, esta exactitud es de 1 parte en 10^8 . Después de un lapso corto, se reajusta el contador y de nuevo dos pulsos del generador de base de tiempo abren y cierran el circuito de la compuerta. A la frecuencia de este ciclo de restablecimiento se le llama *velocidad de muestreo* del contador. El contador de microondas (figura 8-7) tiene un tiempo de adquisición de menos de 200 ms y una resolución de 0.1 Hz desde 10 Hz hasta 26.5 GHz. El instrumento puede medir con exactitud una frecuencia portadora aun con modulación de frecuencia de 30 MHz. Muchos sistemas de comunicación por satélite trabajan en el rango superior de este instrumento. Si se necesitan intervalos mayores de un segundo para contar cantidades distintas a la frecuencia, se puede lograr el abrir y cerrar del circuito de compuertas mediante un generador externo de base de tiempo. Se pueden lograr intervalos de tiempo de exactitud aún mayor aplicando generadores externos, de base de tiempo de gran exactitud.



Figura 8-7 Contador de microondas: modelo 2442. (Cortesía de Marconi Instruments.)

Contadores-Temporizadores Universales

También se pueden determinar intervalos de tiempo mediante un instrumento que trabaja de modo muy semejante al contador digital de frecuencia. En efecto, como los dos instrumentos son tan semejantes, se fabrican *contadores-temporizadores universales* que llevan a cabo las funciones de medir tanto la frecuencia como los intervalos de tiempo. También se emplea el contador de intervalos de tiempo en lugar del contador digital de frecuencia para medir con exactitud bajas frecuencias. Esto se lleva a cabo debido a que la medición del periodo de una señal de baja frecuencia permite que se acumulen más conteos durante un periodo. De este modo se mejoran tanto la exactitud como la resolución de las mediciones.

Los contadores de intervalo de tiempo emplean un oscilador cuya frecuencia de salida (típicamente de 1 MHz) es constante y se conoce con mucha exactitud (figura 8-8). Cuentan el número de ciclos emitidos por este oscilador durante el intervalo de tiempo de interés. Por lo tanto, como se conoce el tiempo de cada ciclo, se puede calcular el intervalo de tiempo. La compuerta que controla el arranque y el paro del contador se activa mediante pulsos que significan el principio y el fin del intervalo de tiempo que se está midiendo.

En la figura 8-9 se muestran los controles del tablero de un contador-temporizador universal. La *entrada de señal* se hace a través de un conector marcado co-

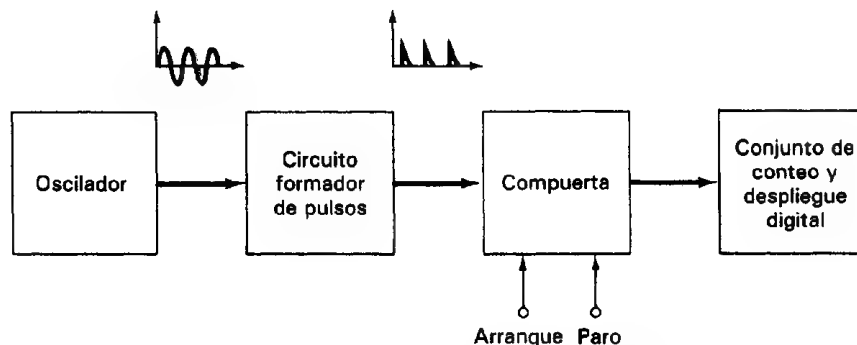


Figura 8-8 Diagrama de bloques del contador de intervalos de tiempo.

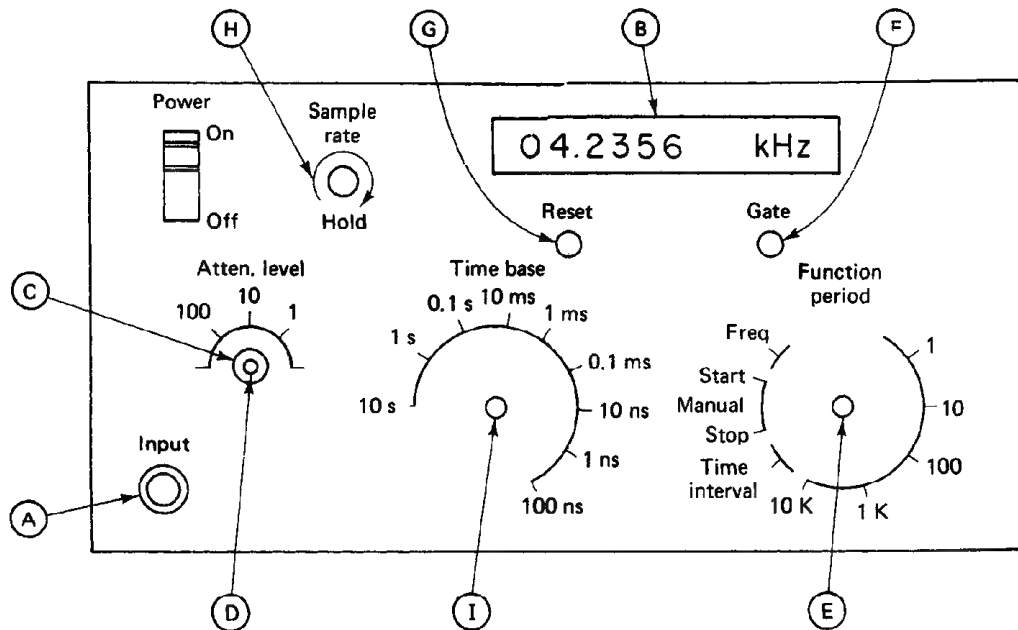


Figura 8-9 Controles del tablero delantero de un temporizador-contador universal típico.

mo **(A)** en la figura. La mayor parte de los contadores tienen una impedancia de entradas de $1\text{ M}\Omega$ en paralelo con un capacitor de 25 pF , y una sensibilidad de entrada de 100 mV o menos. El despliegue digital **(B)** puede ser una pantalla formada con diodos emisores de luz, de cristal líquido o de tubo de gas. La mayor parte de los contadores tienen un atenuador **(C)** entre los conectores de entrada de señal y el amplificador de entrada. Esto permite medir grandes amplitudes de señal de entrada sin sobrecargar al amplificador de entrada del contador. El control de nivel **(D)** permite que el operador ajuste el contador para contar pulsos negativos o positivos. El interruptor de función **(E)** selecciona el modo de operación del contador. Los modos disponibles de operación generalmente comprenden frecuencia, periodo, arranque y paro manuales, e intervalo de tiempo. También se pueden conseguir otros modos de operación. Una luz indicadora de compuerta **(F)** se enciende cuando la "compuerta" se abre para iniciar conteo y se apaga al final del mismo. Un interruptor de restablecimiento **(G)** permite al operador regresar la cuenta a cero en forma manual poniendo en disponibilidad al contador para una nueva medición. Un control de velocidad de muestreo **(H)** permite ajustar el tiempo entre el final de una medición y el principio de la siguiente. Así, el tiempo entre las mediciones se puede variar desde $100\text{ }\mu\text{s}$ hasta 5 y 10 s , dependiendo del contador. Una posición de mantener de este control lleva al contador a un modo en el que sólo hará una medición y la mantendrá indefinidamente cada vez que se active el interruptor de restablecimiento. El control base de tiempo **(I)** selecciona la longitud de tiempo que permanece abierta la compuerta

durante las mediciones de frecuencia o determina la frecuencia contada si se efectúan mediciones de intervalo de tiempo o de periodo. Los controles del tablero posterior, incluyen con frecuencia conectores para la alimentación de corriente, conectores BCD o IEEE-488, interruptores de conmutación de 115/230 V, varias salidas auxiliares y fusibles de la línea de alimentación y de cd.

ANALISIS ARMONICO Y ANALIZADORES DE ESPECTRO

A lo largo de este libro se han visto ondas con muchas formas distintas. Algunas de ellas fueron ondas periódicas (es decir, ondas que repiten sus formas a intervalos regulares). Estas ondas periódicas pueden ser ondas senoidales, ondas cuadradas, triangulares, senoidales rectificadas de media onda y de onda completa. También hay muchas otras ondas con forma irregular, pero periódicas. Aunque cada una de ellas se puede graficar contra el tiempo como una onda de señal (o se puede mostrar como tal en la pantalla del osciloscopio), la misma onda de señal se puede descomponer en cierta cantidad de componentes de ondas senoidales. A la inversa, se puede construir cualquier onda periódica sumando entre sí las ondas de determinados componentes senoidales. (A esos componentes se les llama las *armónicas* de la onda.) Desde luego, las amplitudes y frecuencias de cada uno de los componentes deben tener el valor adecuado para que el grupo de componentes se combine para formar la onda que se ha de reconstruir. El procedimiento matemático generalizado para calcular las amplitudes y frecuencias de esas armónicas fue ideado por el matemático francés Jean Baptiste Joseph Fourier. En este texto se verá la parte matemática de este procedimiento (que se llama *análisis de Fourier*); sólo se trata la descripción de sus ideas cualitativas.

Como ejemplo que muestra que una onda real se puede descomponer o analizar, en un cierto número de componentes armónicos, considérese la onda cuadrada que se muestra en la figura 8-10. En la columna de la izquierda se muestran los primeros cuatro componentes armónicos de la onda. La columna de la derecha indica cómo cambia la forma del componente *fundamentalmente* a medida que se le agregan los componentes armónicos adicionales, con amplitudes y frecuencias adecuadas. Se ve que la onda compuesta comienza a parecerse más y más a una onda cuadrada a medida que se le suma cada armónica mayor (los lados de la onda se hacen más pendientes y la parte superior e inferior más planas). Para reconstruir por completo la onda cuadrada, se necesitaría una cantidad infinita de armónicas. Sin embargo, se puede ver que el principio de sumar entre sí ondas senoidales para obtener una onda cuadrada no es del todo absurdo. La ecuación de las armónicas de una onda cuadrada con amplitud +1 es

$$y = \frac{4}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots) \quad (8-4)$$

Se puede aplicar el mismo procedimiento a cualquier onda periódica, y la suma de las ondas se puede expresar por una ecuación como la 8.4. Esta ecuación, compues-

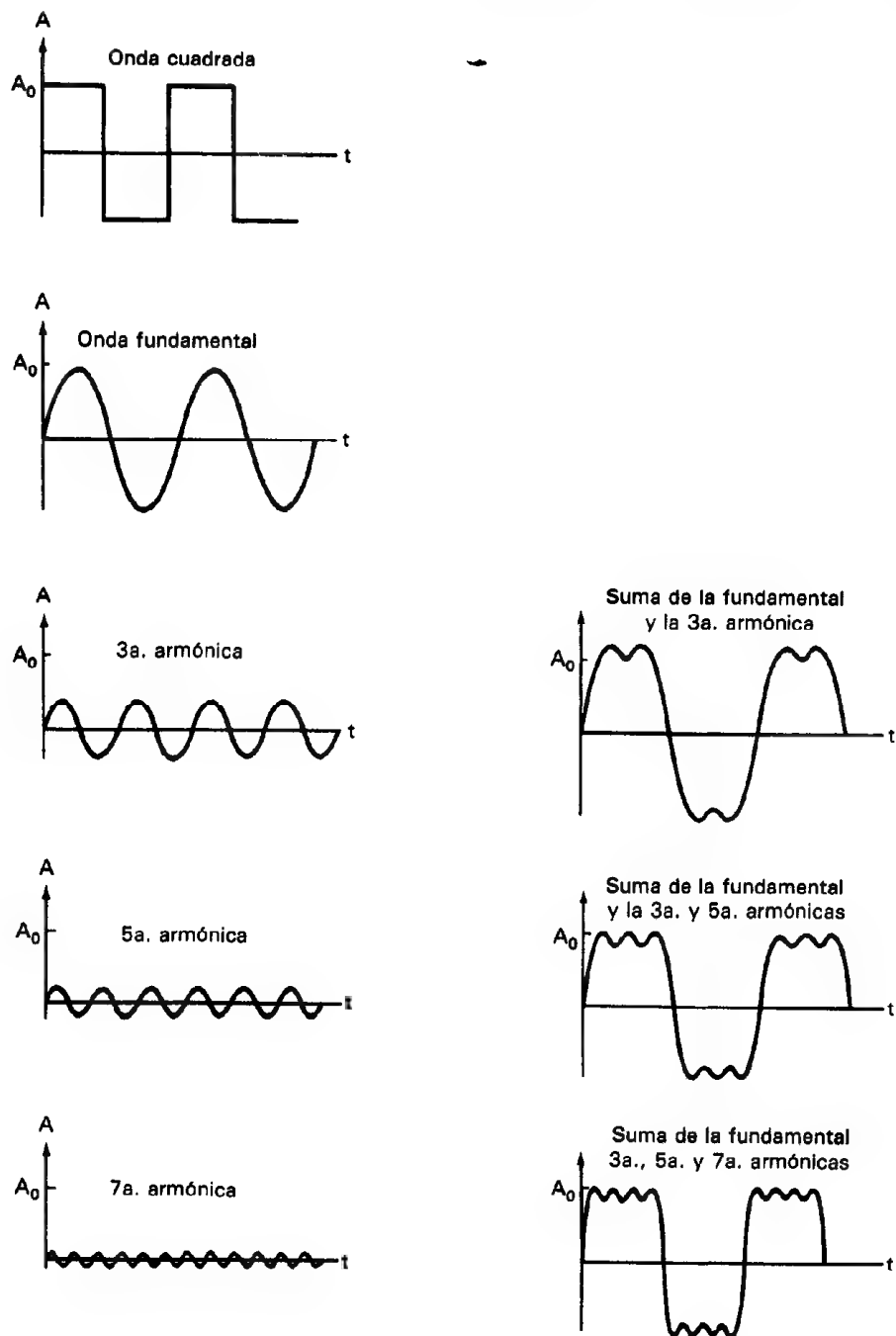


Figura 8-10 Análisis de Fourier de una onda cuadrada.

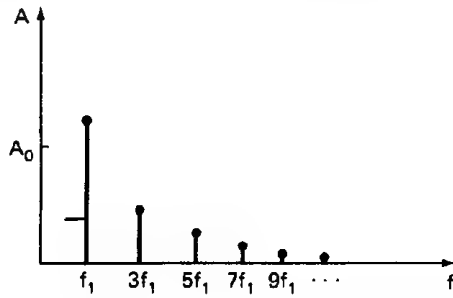


Figura 8-11 Espectro de frecuencias de una onda cuadrada.

ta de una suma infinita (o serie) de armónicas, se llama *serie de Fourier* de la onda.

La composición de frecuencias de una señal, expresada por la serie de Fourier se llama *espectro de frecuencias* de la señal. Ese espectro de frecuencias de una onda se puede graficar con las frecuencias de las armónicas en el eje de las abscisas (eje X) y sus amplitudes en las ordenadas (eje Y). En la figura 8-11 se muestra un *espectro de frecuencias* de una onda cuadrada.

Aunque el cálculo matemático para una onda de forma regular (p. ej. una onda cuadrada) se puede efectuar de manera un tanto fácil, las ondas reales encontradas en los sistemas raramente son matemáticamente simples. Los cálculos de los espectros de frecuencia de las formas irregulares de onda se vuelven en extremo complejos y por lo mismo rara vez se llevan a cabo. En lugar de ello, se usa el *analizador de espectro*, el *analizador de Fourier* o *analizador de ondas* para determinar el espectro de frecuencias de una onda.

La manera en que el *analizador de espectro* (figura 8-12) lleva a cabo este análisis es empleando un filtro que rechaza todas las frecuencias, excepto una banda muy estrecha de ellas. La frecuencia central de la banda angosta del filtro se recorre a lo largo del rango de interés con el analizador de espectros. Los componentes de frecuencia de la señal que se analiza pasan hacia la pantalla sólo cuando su frecuencia coincide con la del filtro de barrido. Se emplea un tubo de rayos catódicos como el dispositivo de pantalla para mostrar la amplitud de cada armónica de la señal, contra la frecuencia en el rango de la frecuencia barrida (figura 8-13 b)]. Los analizadores de espectro se fabrican para mostrar señales en los rangos desde 5 Hz hasta 40 GHz.

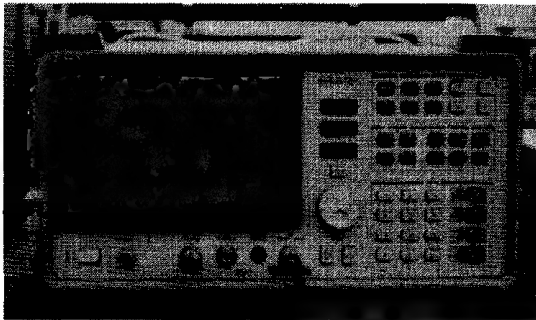


Figura 8-12 Analizador de espectros.
(Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

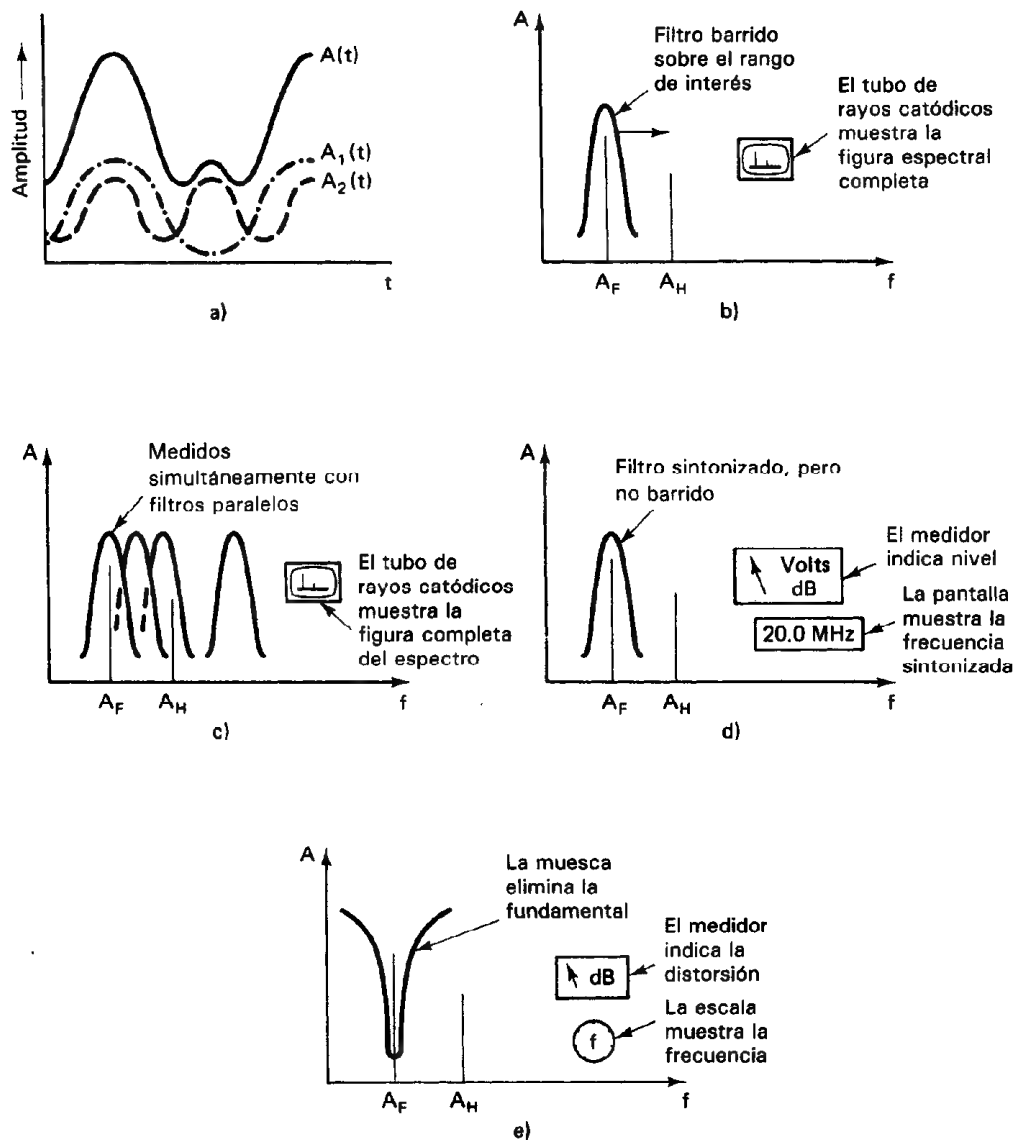


Figura 8-13 a) Onda; b) analizador de espectro; c) analizador de Fourier; d) analizador de ondas; e) analizador de distorsión.

El *analizador de Fourier* es otra forma de analizador espectral en el cual la señal de entrada es aumentada simultáneamente en un gran número (hasta 2048) de filtros en paralelo [figura 8-13 c)]. Esos filtros en realidad son filtros digitales muy especializados de modo que se pueden obtener resultados precisos y repetibles. Ya que el análisis que se efectúa de la señal de interés se hace de modo simultáneo y en

paralelo, el espectro de la frecuencia de una señal se puede mostrar muy rápido. De hecho, como se genera la figura completa en el mismo tiempo en el que un analizador de espectro convencional analiza el componente de menor frecuencia de la señal, a los analizadores de Fourier se les conoce también como analizadores de “tiempo real”. De nuevo, se emplea un tubo de rayos catódicos para presentar la imagen de la amplitud de los componentes de la señal contra la frecuencia. Los analizadores de Fourier cubren hoy en día el rango desde corriente directa hasta 100 kHz.

El *analizador de ondas* [figura 8-13 d)] emplea un filtro sintonizable de modo muy semejante a un analizador de espectros convencional. Sin embargo, se seleccionan y se ajustan manualmente las frecuencias de interés. Así, la ventana de frecuencias de interés se puede ajustar con precisión a las frecuencias específicas de modo que las amplitudes de varias armónicas de la señal se puedan comparar con exactitud. Se emplea un voltmetro de corriente alterna en lugar de un tubo de rayos catódicos para indicar la amplitud de los componentes armónicos de interés. El análisis de espectro con analizadores de onda es práctico entre 15 Hz hasta más de 32 MHz.

Analizadores de Distorsión

La distorsión armónica causada por un circuito o dispositivo electrónico se define como la relación de la porción total de la señal de salida producida por la armónica con respecto a la porción de la señal de salida a la frecuencia fundamental:

$$\text{distorsión armónica (\%)} = \frac{\left[\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2 \right]^{1/2}}{A_1} \quad (8-5)$$

En esta ecuación, A_1 es la amplitud de la *fundamental* y A_n (donde $n = 2$ hasta $n = \infty$) son las amplitudes de las armónicas. Como ejemplo, si el valor efectivo de la señal debido a la armónica es 3 mV mientras que la amplitud de la salida debida a la fundamental fuera 100 mV, la distorsión armónica sería de 3 por ciento.

El instrumento que se emplea para medir la distorsión armónica total originada por los amplificadores o demás equipos electrónicos se llama *analizador de distorsión* [figura 8-13 e)]. Consiste en un amplificador que suprime la señal a la frecuencia fundamental y amplifica todas las demás. Se emplea en el instrumento un puente de Wien como filtro de rechazo; esto es, el circuito del puente de Wien permite que pasen y se amplifiquen todas las armónicas y se alimenten a un voltmetro. El voltmetro indica el valor efectivo de la señal total debida a las armónicas.

Los analizadores de distorsión se emplean para determinaciones rápidas y cuantitativas de la *distorsión total* en una onda. Los analizadores de onda dan información detallada acerca de cada componente armónico de una onda de prueba.

PROBLEMAS

1. Calcúlese el periodo de las ondas periódicas cuyas frecuencias son
 - a) 60 Hz
 - b) 1 Hz
 - c) 550 Hz
2. Calcúlese la frecuencia de una onda repetitiva con periodo de:
 - a) 40 s
 - b) 60 μ s
3. Calcúlese la frecuencia angular de una onda senoidal cuya frecuencia es de
 - a) 60 Hz
 - b) 10 MHz
4. Calcúlese la frecuencia de una onda senoidal cuya frecuencia angular sea 628 rad/s.
5. Hágase una lista de las aplicaciones y ventajas de cada uno de los siguientes dispositivos de medición de tiempo:
 - a) Temporizadores eléctricos
 - b) Temporizadores electrónicos
 - c) Contadores-temporizadores universales
6. Un temporizador electrónico consiste en una resistencia cuyo valor es de 10 k Ω , un capacitor de 30 pF y una fuente de 10 V que se aplica a través de la conexión resistencia-capacitor cuando el tiempo $t = 0$. ¿Cuánto tiempo habrá pasado si el voltaje a través del capacitor es de 8.6 V en el instante en que se interrumpe el voltaje aplicado?
7. Describese el papel del mezclador en el medidor de frecuencia de pulsación cero.
8. ¿En qué tipo de circunstancias puede emplearse un medidor de sumergencia de rejilla para medir la frecuencia?
9. Describese los tres métodos más comunes para mostrar resultados que se emplean en los frecuencímetros digitales.
10. Explíquese el funcionamiento de un temporizador-contador sencillo, con la ayuda de un diagrama de bloques. Explíquese la función de cada uno de los bloques en el diagrama.
11. Calcúlese o búsquese la serie de Fourier de una onda senoidal completamente rectificada. Dibújese la componente fundamental y las primeras cuatro armónicas en una gráfica con la misma escala. Por último, súmese gráficamente las ondas de cada una de las armónicas.
12. Dibújese el espectro de frecuencias de los primeros cinco componentes armónicos de la onda senoidal rectificada (de onda completa).
13. Definase los términos siguientes:
 - a) Analizador de distorsiones
 - b) Filtro de rechazo
14. ¿Bajo qué circunstancias se emplean los analizadores armónicos y los analizadores de distorsión, respectivamente?

REFERENCIAS

1. Millman, J., y Taub, H., *Ondas de Pulso, Digitales, y Cambiantes*. New York: McGraw-Hill, 1965.
2. Coombs, C., ed., *Manual de Instrumentos Electrónicos Básicos*, Caps. 33 y 34. New York: McGraw-Hill, 1972.
3. Malmstadt, H. V., Enke, C., y Crouch, S., *Electrónica e Instrumentación para Científicos*. Menlo Park, Calif.: W. A. Benjamin, 1981.
4. "Spectrum Analysis" (Análisis de Espectro), *Electronics Test*, Vol. II, pp. 34-38, Junio 1979.

Mediciones de Potencia y Energía

En este capítulo se describirá la medición de la potencia en cd y en ca. Cuando se mide la potencia se emplean varios métodos e instrumentos. Su diseño depende del rango de frecuencia, del nivel de disipación de potencia y del tipo de carga que se suministre.

La potencia es una indicación de la cantidad de trabajo efectuado en una cantidad específica de tiempo: esto es, la velocidad con la que se efectúa trabajo. En forma de ecuación,

$$\text{potencia } (p) = \frac{\text{trabajo}}{\text{tiempo}} = \frac{w}{t} \quad (9-1)$$

siendo la unidad eléctrica de medición de la potencia el *watt*.

La potencia suministrada a dispositivos eléctricos se puede expresar en términos de corriente y voltaje. Para expresar la ecuación (9-1) en términos de corriente y voltaje, se utilizan las ecuaciones (1-2) y (1-3):

$$w = qv \quad (9-2)$$

$$i = \frac{q}{t} \quad (9-3)$$

siendo q la carga en coulombs, v la diferencia de potencial en volts, e i la corriente en amperes. Sustituyendo las ecuaciones (9-2) y (9-3) en la ecuación (9-1), se obtiene

$$p = \frac{qv}{q/i} = vi \quad (9-4)$$

Para los circuitos de cd, se puede emplear la ley de Ohm para escribir una ecuación para la potencia en otras dos formas:

$$P = I^2 R \quad (9-5a)$$

y

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (9-5b)$$

De las ecuaciones (9-4), (9-5 a) y (9-5 b), se ve que en circuitos de cd, la potencia se puede determinar mediante la medición de dos parámetros cualesquiera de los tres I , V , y R . Por lo tanto, se pueden efectuar las mediciones de potencia mediante amperímetros y voltímetros de corriente directa. De hecho, es aconsejable emplear esos instrumentos de cd para medir la potencia en circuitos de cd, porque su empleo da por lo general resultados más exactos que mediante el uso de wáttmetros. En este caso, los medidores de cd son más sensibles que los wáttmetros y por lo mismo toman menos potencia del circuito que se está midiendo. En la figura 9-1 se muestra la conexión que normalmente se emplea para medir la potencia de corriente directa en una carga mediante el empleo de un voltmetro y un ampermetro de cd.

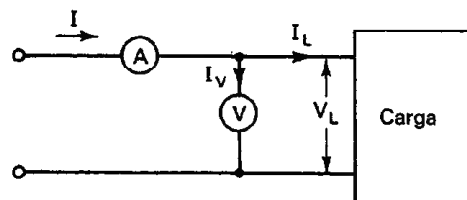


Figura 9-1 Conexiones de medidores para medición de potencia de cd.

Como el voltmetro y el ampermetro consumen algo de potencia por sí mismos, su presencia en el circuito introduce algo de error en el valor de las mediciones. Para encontrar la potencia real que consume la carga en la figura 9-1, se le debe restar al producto de V_L e I la potencia necesaria para hacer trabajar al voltmetro.

Ejemplo 9-1

Se tiene un voltmetro de 50 V de corriente directa con una capacidad de 1000 Ω/V y un ampermetro de 100 mA, también de corriente directa. Están conectados para medir la potencia en una carga como se muestra en la figura 9-1. El voltmetro indica 40 V y el ampermetro indica 50 mA. ¿Cuánta potencia disipa la carga?

Solución. Calcúlese la resistencia del voltmetro a partir de su relación ohms/volt.

$$\begin{aligned} R_V &= 50 \text{ V} \times 1000 \text{ } \Omega/\text{V} \\ &= 50 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Con la ecuación (9-4) se ve que la potencia disipada por la carga es

$$P = 2.00 - \frac{1600}{5 \times 10^4} = 2.00 - 0.03 \\ = 1.97 \text{ W}$$

POTENCIA EN CIRCUITOS DE CA

En todos los circuitos (de ca o cd), la potencia instantánea, p , que se entrega a una carga se puede calcular tomando el producto de v e i en la carga. Sin embargo, en los circuitos de ca este producto instantáneo varía de momento a momento. Por lo tanto, una cantidad más útil que la potencia instantánea es la *potencia promedio*, \bar{P} , disipada por una carga. Como las cantidades de voltaje y corriente de ca no sólo son senoidales, sino también tienden a diferir en su fase, el cálculo de la potencia promedio es más complejo que para el caso de cargas en cd. Estos factores también tienden a complicar la *medición* de la potencia en ca. Por ejemplo, el procedimiento de medición de los valores de V_{rms} e I_{rms} con medidores para ca, y tomar el producto de las lecturas, no es por lo general una técnica válida para medir potencia ca. (Sólo se puede calcular correctamente la potencia promedio mediante ese método si v e i están en fase en una carga.)

Para ver cómo se puede calcular la potencia promedio en una carga de ca, se analizarán a continuación las formas relevantes de corriente y voltaje. Para una carga típica, esas ondas tendrían el aspecto de las que se muestran en la figura 9-2a). Nótese primero que se puede calcular la diferencia de fase θ entre v e i a partir de sus ondas. Ahora bien, la potencia en cualquier instante se encuentra multiplicando las magnitudes de v e i en el momento de interés, y la onda de potencia que resulta se grafica como en la figura 9-2b). Se ve de esa figura que la potencia que se entrega a una carga en cualquier instante puede ser positiva o negativa. La potencia positiva (las partes positivas de la curva) indica que la carga está *absorbiendo* potencia del generador o de la fuente. La potencia negativa (las partes negativas de la curva) indica que la carga está *regresando* potencia a la fuente y está ayudando a mantenerla (como al cargar un acumulador o al suministrar potencia para hacer girar el eje de un generador).

La potencia promedio que disipa la carga se calcula encontrando el valor promedio de la onda de potencia de la figura 9-2b). Se puede demostrar matemáticamente que su valor promedio está dado por la ecuación

$$\bar{P} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \cos \theta \quad (9-6)$$

en donde θ es el ángulo de fase que existe entre v e i . Se ve de la ecuación (9-6) por qué el producto de las lecturas de voltaje y corriente efectivos, o rms, generalmente no daría un valor correcto de \bar{P} . Su producto no tomaría en cuenta al factor originado por el ángulo de fase θ . Este factor, el término $\cos \theta$ en la ecuación (9-6) se conoce como *factor de potencia* (fp).

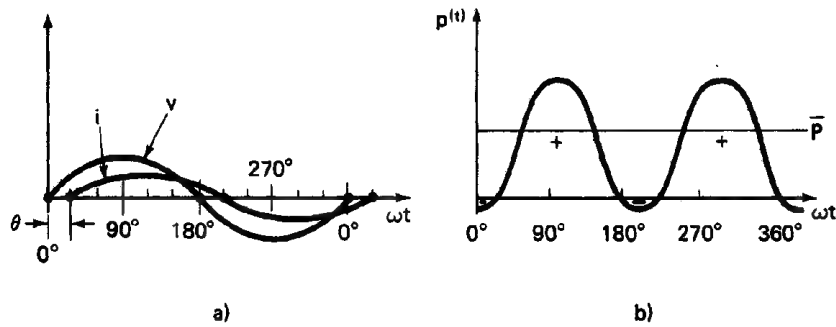


Figura 9-2 a) Ondas de corriente y voltaje de un circuito de corriente alterna donde $\theta = 30^\circ$; b) onda de potencia del mismo circuito.

Si la carga es meramente resistiva, las ondas de v e i están en fase y $\theta = 0$. Como $\cos(0) = 1$, en este caso especial \bar{P} es igual a

$$\bar{P}_{\theta=0} = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}}$$

Como se hizo notar en la introducción, si se conoce la resistencia R de esa carga, también se puede calcular \bar{P} mediante

$$\bar{P} = I_{\text{rms}}^2 R$$

o

$$\bar{P} = \frac{V_{\text{rms}}^2}{R}$$

Los instrumentos diseñados para sensar el efecto de la diferencia de fase y dar valores correctos para la potencia promedio se llaman *wáttmetros*. El nombre se deriva de la unidad que se emplea en la cuantificación de la potencia.

La energía que pasa en un circuito de ca, pero que no se disipa en la carga, se llama potencia reactiva, Q (var), figura 9-3. Los dos elementos que no disipan potencia son el capacitor y el inductor ideales. Un capacitor y un inductor ideales sólo pueden almacenar y liberar energía. En la práctica ningún elemento es ideal ya que también presentan un comportamiento resistivo. Las pérdidas originadas por el comportamiento resistivo no ideal no se pueden despreciar en muchos circuitos. La potencia reactiva Q se describe mediante las unidades vars (volt-ampere-reactivos) y se calcula con la ecuación

$$Q = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \sin \theta \quad (9-7)$$

siendo θ de nuevo el ángulo de fase entre las ondas v e i . Q pasa alternada hacia dentro y hacia afuera de la carga. Aun cuando esta energía no se consume por la carga, hay cierta pérdida asociada con su transmisión interna de ida y vuelta en el cir-

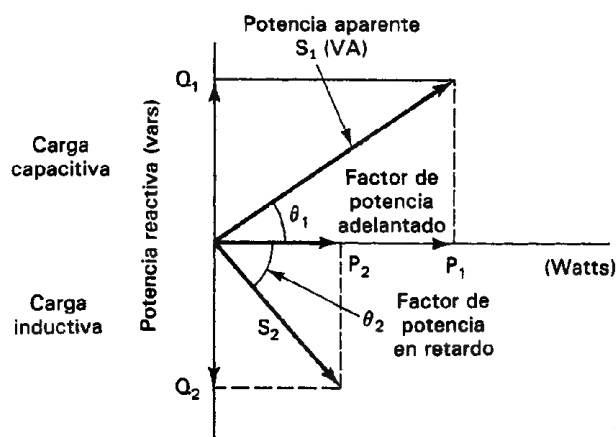


Figura 9-3 El triángulo de potencia.

cuito debido a que las líneas de transmisión no son conductores perfectos. Por lo tanto, es importante reducir al mínimo esta cantidad, en especial cuando se trata de grandes flujos de corriente. Q se mide con instrumentos conocidos como *vármetros*.

La combinación de \bar{P} y de Q presente en la carga se llama la *potencia aparente*, S , de la carga. S se calcula a partir de \bar{P} y Q mediante la ecuación

$$S = \sqrt{\bar{P}^2 + Q^2} \quad (9-8)$$

Además, S también es igual al producto de V_{rms} e I_{rms} en la carga.

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (9-9)$$

Por lo tanto, el producto de las dos indicaciones de los medidores de ca (conectados a una carga como se conectaron los medidores para el caso de la medición de la potencia en corriente directa) generalmente da S y no \bar{P} . Las unidades de S son los volt-amperes (VA), pero también se les expresa con frecuencia en miles de volt-amperes (kVA). Por ejemplo, un transformador de 1500 kVA.

Por último, se ve de las ecuaciones (9-6) y (9-9) que la relación de \bar{P} a S también da el factor de potencia:

$$\text{pf} = \cos \theta = \frac{\bar{P}}{S} \quad (9-10)$$

Ejemplo 9-2

El voltaje y la corriente que se aplica a una carga son ondas senoidales cuyas amplitudes son 100 V y 5 A respectivamente. El ángulo de fase entre ellas es 30° . Calcúlese la potencia, la potencia reactiva y la potencia aparente de la carga.

Solución

- a) Los valores rms, o efectivos de cualquier onda senoidal con amplitud V_o e I_o es

$$V_{rms} = \frac{V_o}{\sqrt{2}} = \frac{100}{1.412} = 70.7 \text{ V}$$

$$I_{rms} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \frac{5}{1.41} = 3.53 \text{ A}$$

- b) El ángulo de fase entre v e i es 30° , de modo que

$$\cos \theta = 0.866$$

$$\sin \theta = 0.50$$

c) $\bar{P} = V_{rms} I_{rms} \cos \theta = 216 \text{ W}$

d) $Q = V_{rms} I_{rms} \sin \theta = 124 \text{ var}$

e) $S = V_{rms} I_{rms} = 70.7 \times 3.53 = 249 \text{ VA}$

o $S = \sqrt{\bar{P}^2 + Q^2} = 249 \text{ VA}$

Capacidad de Potencia de Aparatos de Corriente Alterna

Los equipos de corriente alterna (máquinas, transformadores, etc.) se especifican en términos de potencia aparente S así como de potencia promedio \bar{P} . Así, un motor de corriente alterna tiene una especificación tanto de watts como de kVA. Las especificaciones dobles se deben emplear debido al efecto del factor de potencia. Si el factor de potencia del circuito en el que se conecta el equipo es pequeño, podrían resultar corrientes excesivamente altas a través del equipo. (Ya que el voltaje de la fuente de potencia permanece relativamente constante, sólo I puede aumentar cuando S aumenta.) Las grandes corrientes podrían quemar el aislamiento u otras partes del equipo. Esto podría suceder aún si la potencia promedio disipada por la operación real del equipo permaneciera por debajo de su capacidad en watts. Especificando y manteniendo una capacidad máxima de kVA se evita ese daño por alta corriente. Todos los transformadores de potencia están especificados en VA o en kVA.

Ejemplo 9-3

Una planta tiene una carga de motores de 1000 kVA con un factor de potencia 0.85 retrasado y la carga de alumbrado es de 500 kW. ¿Cuál es la corriente que entra a la planta, la carga en watts y en var, y el factor de potencia, tal como lo ve la compañía de electricidad? La planta trabaja a 480 v ca.

$$\cos^{-1}(0.85) = 31.788^\circ$$

Potencia total en watts = $\bar{P} + S \cos \theta = 500 + 1000(0.85) = 1350 \text{ watts}$; la potencia reactiva en vars = $S \sin \theta = 1000 \sin(31.788^\circ) = 526.7 \text{ vars}$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad \angle -31.78^\circ \text{ (retardado)} = 1449 \quad \angle -31.78^\circ$$

$$\cos \theta = \frac{W}{S} = \frac{1350}{1449} = 0.9317 \quad \text{Tal como lo ve la compañía de electricidad,}$$

$$I = \frac{S}{V} = \frac{1449}{480} = 3014 \text{ amperes}$$

MEDICIONES DE POTENCIA MONOFASICA

Wáttmetros

Se emplea el mecanismo del electrodinamómetro como sensor en la gran mayor parte de los instrumentos medidores de baja frecuencia (menos de 400 Hz). Los instrumentos tipo dinamómetro se pueden fabricar para medir la potencia promedio disipada en una carga, el factor de potencia o la potencia reactiva en un circuito. Pueden medir esas cantidades aun cuando las ondas a medir no sean senoidales. Esto permite que sean empleados para medir la potencia en los circuitos de cd así como en otras aplicaciones donde la onda no sea de forma senoidal.¹

Se vio en el capítulo 4 cómo se conectaron las bobinas del mecanismo del dinamómetro de modo que pudieran emplearse para medir corrientes y voltajes de ca. Se empleó una conexión en serie, y la misma corriente fluía tanto en los devanados estacionarios como en los giratorios. En el *wáttmetro* de dinamómetro, las bobinas estacionarias y la bobina giratoria del movimiento se conectan de manera distinta (figura 9-4). La corriente que proviene de la fuente de potencia, i_c , se hace pasar a través de las bobinas estacionarias, conectándolas así en serie con la carga. (A esas bobinas también se les llama *bobinas de corriente* o *devanados de campo*.) La bobina móvil (bobina giratoria) tiene una resistencia alta R conectada en serie con ella. Esta bobina y la resistencia se conectan a través de la carga. A la rama de la bobina móvil también se le llama la *rama de voltaje* y pasa por ella una corriente pequeña i_p (generalmente de 10 a 50 mA).

La corriente en las bobinas estacionarias establece un campo magnético en el espacio entre ellas, que es proporcional a i_c . La corriente en la bobina móvil es proporcional al voltaje a través de la carga ($i_p \approx V_L/R$). Como la bobina móvil está localizada en el espacio entre las bobinas de campo, i_p interactúa con su campo magnético y hace que gire la bobina móvil. La aguja unida a la bobina giratoria presenta su rotación en una escala. Como se define la potencia en cualquier momento como

$$p = v \times i \quad (9-4)$$

el par desarrollado en la bobina móvil es proporcional a la potencia instantánea.

¹Sin embargo, como se hizo notar antes, se pueden hacer con mayor exactitud las mediciones de potencia en cd con amperímetro y voltímetro de cd.

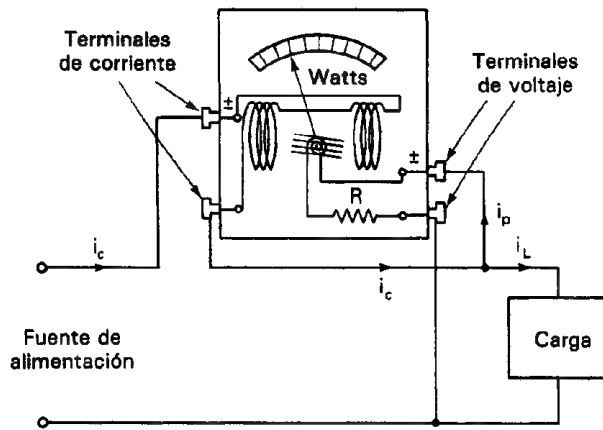
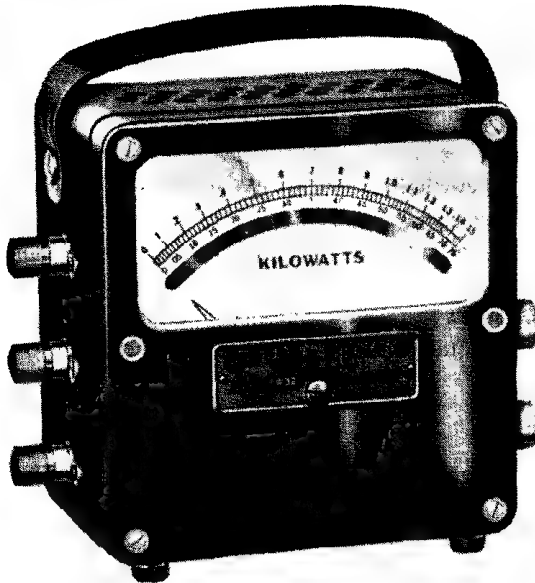


Figura 9-4 Wáttmetro de dinamómetro.

A frecuencias mayores que algunos hertz, la inercia de la aguja es demasiado grande para seguir las variaciones de p . En lugar de ello, la aguja toma una posición proporcional al promedio de $v \times i$. Se calibra a esta posición para indicar la potencia promedio \bar{P} .

En el ampérmetro de dinamómetro, la corriente i era igual en ambas bobinas, de modo que la deflexión era proporcional al promedio de i^2 . En el wáttmetro de dinamómetro, las corrientes en las dos bobinas son distintas, y la deflexión es proporcional al promedio de $v \times i$. La figura 9-5 es una fotografía de un wáttmetro de dinamómetro típico.

Figura 9-5 Wáttmetro de dinamómetro.
(Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

El wáttmetro de dinamómetro tiene cuatro terminales externas a las que se debe conectar para medir la potencia. Dos de ellas se llaman *terminales de voltaje* y las otras dos *terminales de corriente*. Las terminales de corriente son las conexiones de las bobinas estacionarias, mientras que las terminales de voltaje se conectan a la rama de la bobina giratoria. Una terminal de cada tipo se marca \pm . Es necesario conectar la terminal \pm de corriente y la terminal \pm de voltaje al mismo conductor de la línea de corriente de entrada. De ese modo, las bobinas estacionarias y la móvil estarán aproximadamente al mismo potencial. (Porque el valor de la resistencia en serie R de la rama de voltaje es mucho mayor que la resistencia de la bobina de voltaje, la mayor parte de la caída de voltaje a través de la rama de voltaje se origina en R .) Entonces, no existirá campo eléctrico entre las bobinas estacionarias y de movimiento. Un campo eléctrico se originará entre las bobinas de voltaje y de corriente si están a potenciales diferentes. La fuerza de atracción podría restringir un poco la rotación de la bobina móvil y producir indicaciones erróneas.

Los wáttmetros de dinamómetro se fabrican con capacidades de corriente hasta de 20 A y rangos de voltaje hasta de 300 V. Sin embargo, se aconseja limitar la entrada de corriente al wáttmetro a un máximo de 5 A. Esto se puede efectuar empleando un transformador de corriente para bajar el valor de la corriente de entrada. Cuando se sigue esta práctica, los campos magnéticos intensos asociados con los conductores que llevan una corriente alta se reducen. Esos campos magnéticos podrían alterar apreciablemente los campos magnéticos relativamente débiles de las bobinas del instrumento. Si el voltaje que se aplica a la carga es mayor de 300 V, también se aconseja bajarlo a 115 ó 125 V con un transformador de voltaje (al que se le llama por lo general transformador de potencial). De este modo, se evitan los daños al circuito de voltaje del wáttmetro.

Los errores generales en los instrumentos comerciales de dinamómetro quedan entre ± 0.1 y ± 0.5 por ciento cuando se trabajan dentro de sus frecuencias especificadas. Los medidores de mayor exactitud se emplean como patrones o estándares de laboratorio para la potencia.

El wáttmetro se especifica en términos de su corriente, voltaje y potencia máximos. Se debe mantener cada una de las especificaciones para evitar daños al wáttmetro. Una corriente excesiva podría dañar las bobinas de corriente y su aislamiento. Un exceso de voltaje podría originar daños semejantes a la rama de la bobina de voltaje. En circuitos con bajo factor de potencia, se puede rebasar cualquiera de los límites sin rebasar la capacidad en watts.

Errores en Wáttmetros de Dinamómetro

Aunque se hagan correctamente las conexiones a un wáttmetro de dinamómetro, se tiene un error en las mediciones. Este error se origina por la potencia necesaria para mantener el campo magnético de los devanados estacionarios y la potencia consumida por la caída de voltaje a través de la rama de voltaje. A 5 A, la pérdida de potencia por las bobinas de corriente es de unos 0.8 W. A 115 V, la pérdida de potencia en el circuito de la bobina de voltaje es de aproximadamente 2.9 W. Este error es pe-

queño si se trata de medir grandes potencias, pero puede ser apreciable si las potencias medidas son pequeñas (de 5 W o menos).

Se puede conectar un wáttmetro de modo que la rama de voltaje quede ya sea antes o después de las bobinas de corriente. Cuando se conecta del modo que se muestra en la figura 9-6a), la rama de la bobina móvil se conecta en el punto A. En esta conexión, la rama de voltaje sensa el voltaje real a través de la carga. Sin embargo, el campo magnético de las bobinas de corriente es demasiado grande debido a que algo de la corriente que origina su campo va a la rama de voltaje de la bobina móvil en lugar de ir a la carga. El resultado es una indicación de potencia promedio que es mayor que la potencia real disipada por la carga. Por otro lado, si se conecta la rama de la bobina móvil en el punto B, la corriente en las bobinas de corriente es correcta en este caso. Pero el voltaje a través de la rama de voltaje es demasiado grande, esto es, la rama de voltaje está sensando la caída de voltaje de la carga y de las bobinas estacionarias en serie. Así, resulta de nuevo una indicación alta.

Para reducir esos errores se pueden emplear dos métodos. El primero es hacer uso de la conexión que dé el menor error y aplicar un factor de corrección a los resultados. Cuando se emplea este método, pueden resultar útiles las instrucciones siguientes. La conexión de la figura 9-6a) será mejor cuando la corriente es alta y los voltajes a través de la carga son bajos, mientras que la conexión b) de la misma figura es mejor para cargas con alto voltaje y baja corriente.

La segunda solución es emplear un *wáttmetro compensado* (figura 9-7). Este wáttmetro se construye enrollando el conductor que lleva la corriente de la bobina móvil i_p de regreso en las bobinas de corriente que conducían originalmente $i_c = i_L + i_p$. El devanado extra se lleva a cabo en la dirección opuesta al sentido del enrollamiento de las bobinas de corriente. Así, el flujo magnético originado por la corriente en el devanado adicional cancelará la parte del flujo magnético debida al flujo de i_p en las bobinas originales de corriente. Como resultado, el wáttmetro compensado elimina los errores mencionados e indica con mucho mayor exactitud los valores bajos de potencia.

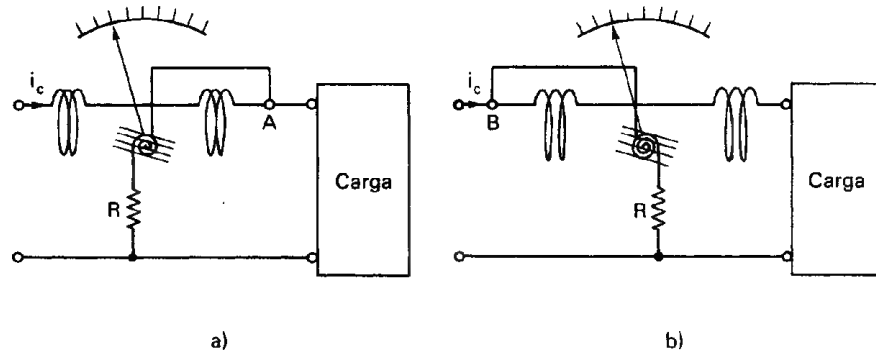


Figura 9-6 Conexión del wáttmetro para medir potencia con error mínimo: a) conexión A, adecuada para cargas con corrientes grandes y voltajes bajos; b) conexión B, adecuada para cargas con altos voltajes y bajas corrientes.

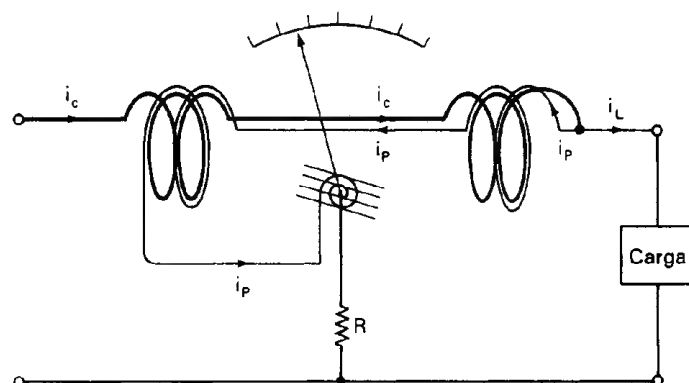


Figura 9-7 Esquema de un wáttmetro compensado.

Medición Simultánea de \bar{P} y S

Ya que la potencia disipada en una carga no revela todas las relaciones de potencia de un circuito de ca, a veces también se monitorean simultáneamente las corrientes y voltajes de ca en esos circuitos. Esto permite hacer cálculos de S y del factor de potencia. Por desgracia, cuando se conectan juntos tres medidores en un circuito, su efecto total puede perturbar de manera marcada los valores reales de voltajes y corrientes. Esto es cierto, en especial en los medidores de ca, que son menos sensibles que los medidores comparables en cd. En general, surgen los mismos efectos que los descritos cuando se vieron los errores en los wáttmetros y los errores presentes en las mediciones de potencia en cd. Si se sospecha que los errores originados por los tres medidores son bastante grandes para que afecten los resultados, se debe emplear la selección de conexiones que haga mínimos los errores (junto con un cálculo que corrija las lecturas resultantes).

Por ejemplo, si se está empleando una conexión como la que se muestra en la figura 9-8, se puede calcular la potencia promedio real, el voltaje real y la corriente real a través de la carga con las correcciones siguientes. Primero, nótese que el vóltmetro indica el voltaje correcto a través de la carga, y que su valor no necesita corrección. Sin embargo, la indicación del wáttmetro es demasiado alta porque está tomando en cuenta la potencia de la carga, del vóltmetro y de su propio circuito sensor de voltaje. Así, el valor real de \bar{P} se encuentra con

$$\bar{P} = W - \frac{V^2}{R_v} - \frac{V^2}{R_w} \quad (9-11)$$

siendo W la indicación del wáttmetro, en watts, y R_w y R_v las resistencias (en ohms) de la rama de voltaje del wáttmetro y del vóltmetro, respectivamente. De modo semejante, se calcula la corriente real en la carga I_L con

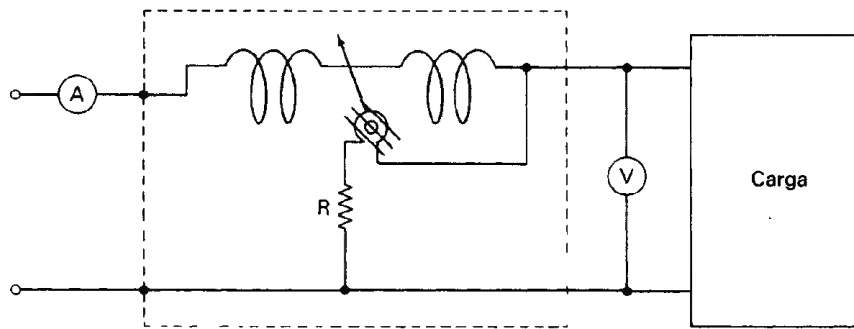


Figura 9-8 Medición simultánea de \bar{P} y S .

$$I_L = \sqrt{I^2 + V^2 \left(\frac{1}{R_w} + \frac{1}{R_v} \right)^2 - 2W \left(\frac{1}{R_w} + \frac{1}{R_v} \right)} \quad (9-12)$$

donde I es la indicación del amperímetro y V es la indicación del voltímetro. Se obtienen datos más exactos aplicando las correcciones anteriores a las indicaciones obtenidas con esta conexión.

Mediciones de Potencia con Osciloscopio

La potencia disipada por una carga en un circuito de ca también se puede medir con un osciloscopio. El voltaje a través de la carga se indica directamente en la pantalla. La corriente a través de la carga se mide en forma indirecta como se describió en el capítulo 6 (empleando ya sea sensores de corriente o la caída de voltaje a través de una resistencia de valor pequeño conectada en serie con la carga). Se calculan entonces los valores efectivos o rms de la corriente y voltaje para ondas senoidales de ca de acuerdo con la ecuación (1-13). A continuación se mide la diferencia de fases entre las ondas de voltaje y corriente (nótese que es especialmente conveniente el empleo de un osciloscopio de doble trazo para medir tanto las ondas de voltaje como de corriente y mostrarlas al mismo tiempo) y se calcula la potencia disipada mediante la ecuación (9-6).

POTENCIA POLIFÁSICA Y MEDICIONES

La mayor parte de la energía eléctrica para uso comercial se transmite en forma de corriente alterna trifásica (figura 9-9). En el lado de la carga de un sistema trifásico (3ϕ) se emplea una conexión trifásica a la carga. Las dos conexiones posibles de carga 3ϕ trifásicas se muestran en la figura 9-10. Se llaman las cargas en *estrella* (Y) en la *delta* (Δ) respectivamente. En la carga en estrella se puede emplear también un cuarto conductor conectado al punto N (llamada conexión neutral). Generalmente, N se conecta a tierra.

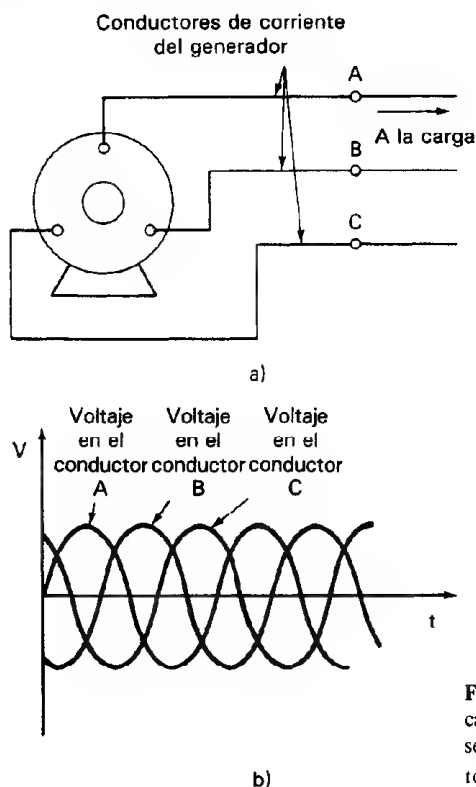


Figura 9-9 Generador de potencia trifásica: a) generador trifásico; b) relación de fases entre las ondas de voltaje en los conductores A, B y C de un generador trifásico.

En la mayor parte de los centros urbanos, la conexión más empleada de la carga es la Y. El circuito que se muestra en la figura 9-11 se emplea para suministro doméstico de energía. En este circuito, el voltaje entre las fases de las tomas de corriente es 4160 V. El voltaje entre cualquiera de los conductores de fase y el punto neutral es 2400 V. Para cada hogar, se emplea un transformador monofásico para bajar el voltaje de 2400 a 240 V. El transformador monofásico tiene conexión al centro, de modo que hay dos circuitos de 115 V monofásicos disponibles para cada casa. (Se permite una caída de 5 V para la conexión entre el transformador y los contactos de pared de la casa.) Todo lo que se necesita para la mayor parte de los aparatos electrodomésticos y el alumbrado es potencia monofásica.

Sin embargo, en escuelas, fábricas y granjas, se requiere algunas veces de alimentación trifásica para operar motores y otros equipos trifásicos. El circuito que se emplea para suministro de esa corriente trifásica es algo distinto del circuito monofásico. Esto es, como se muestra en la figura 9-12, se emplea un transformador trifásico 10:1 para bajar los 2080 V entre fases a 208 V. Este voltaje trifásico de 208 V se puede emplear en el equipo trifásico. El voltaje entre los conductores de fase y el neutral es todavía 120 V y se puede emplear esta conexión para obtener la misma potencia monofásica que en el circuito anterior. El voltaje de línea a línea de un sistema

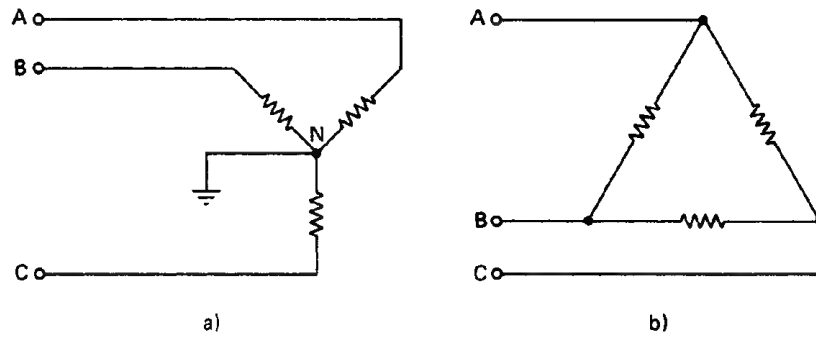


Figura 9-10 Cargas trifásicas: a) conexión en estrella; b) conexión en delta.

trifásico en Y siempre es $\sqrt{3}$ veces mayor que el de línea a neutral debido a la diferencia de fases de 120° entre los voltajes de línea. Por ejemplo, $120 \text{ V} \sqrt{3} = 208 \text{ V}$, y $277 \text{ V} \sqrt{3} = 480 \text{ V}$ son dos sistemas muy comunes de voltaje trifásico.

Mediciones Polifásicas

La potencia suministrada a cualquiera de los elementos de la carga trifásica se puede medir con un wátmetro conectado a través del elemento de interés como se muestra en la figura 9-13. Sin embargo, la medición no es tan directa si se desea medir la potencia total P_T que se entrega a toda la carga en delta o en estrella. La potencia suministrada a una carga trifásica, conectada en configuración Y o Δ se debe medir con un wátmetro polifásico o mediante la correcta conexión de dos wátmetros.

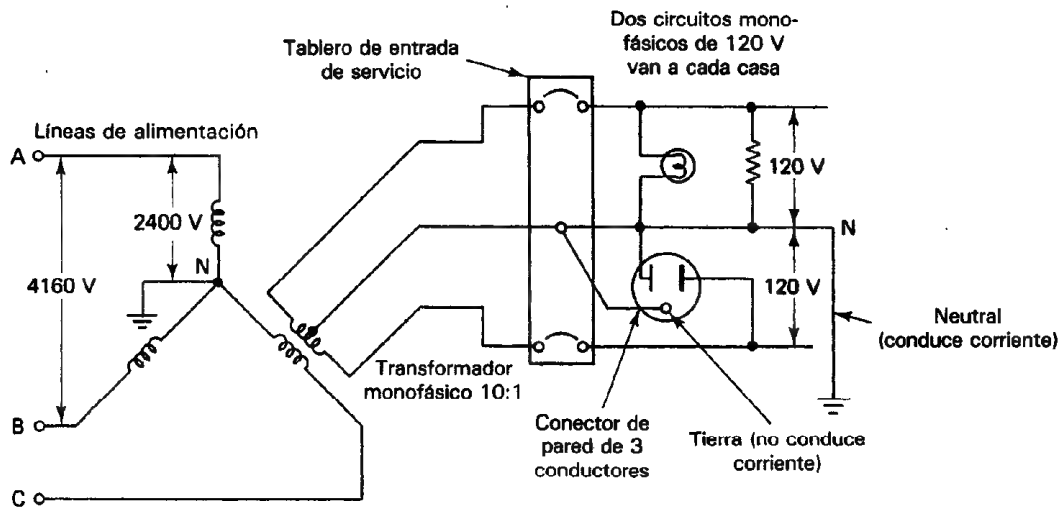


Figura 9-11 Conexión común de consumo doméstico urbano.

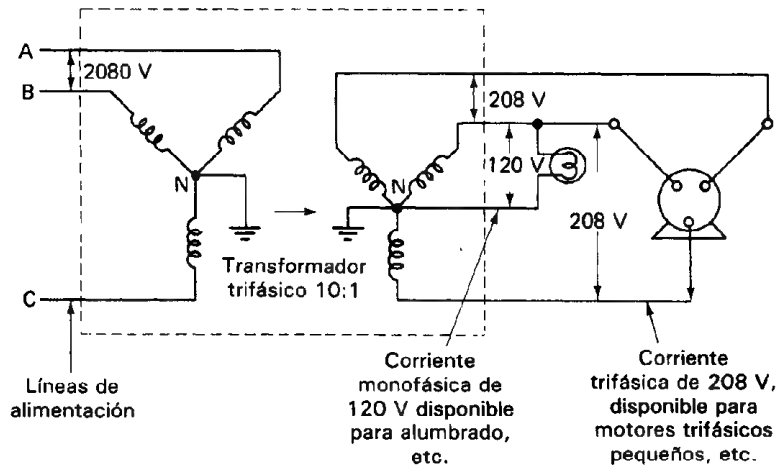


Figura 9-12 Conexión común de consumo de escuelas, industria ligera, etc.

En la figura 9-14 se muestra una posible conexión con dos wáttmetros. El mismo lado de la rama de voltaje de cada wáttmetro se conecta con el conductor de fase que no tiene un wáttmetro conectado en serie (en este caso, el conductor *B*). Se calcula que la potencia disipada por la carga completa tomando la *suma algebraica* de las indicaciones de los dos wáttmetros. (Sin embargo, en este método ninguno de los wáttmetros está indicando potencia en sí, porque no se hacen mediciones de *v* y de *i* en una sola rama de la carga.) Al hacer las conexiones iniciales, es importante asegu-

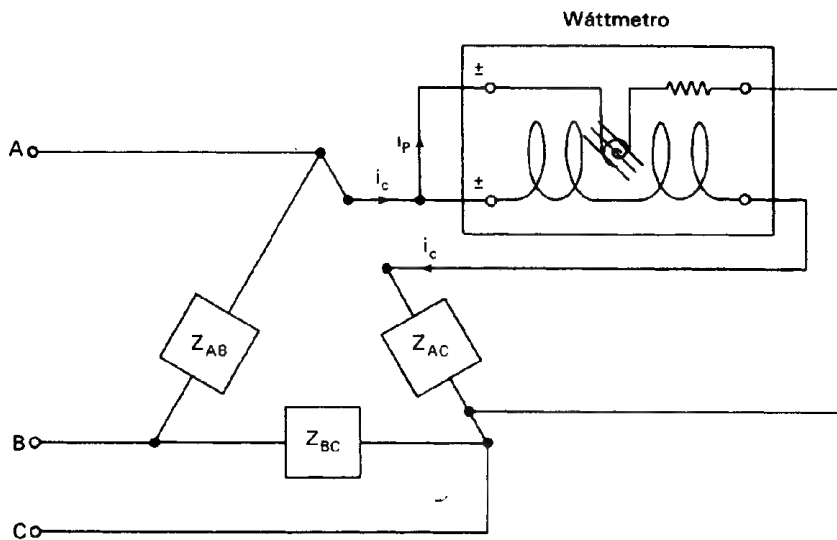


Figura 9-13 Empleo de un wáttmetro para medir la potencia en un brazo de la carga trifásica.

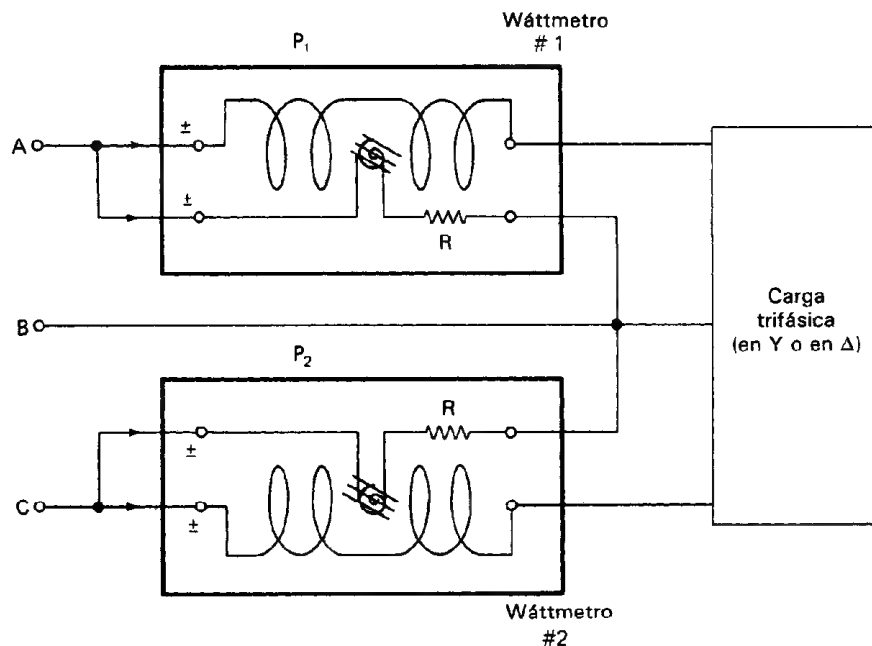


Figura 9-14 Una conexión posible para medir potencia en una carga trifásica con dos wáttmetros.

rar que las conexiones a las fases sean simétricas (como se muestra en la figura 9-14). Una regla adecuada para asegurar conexiones simétricas es conectar los wáttmetros de tal manera que, cuando fluya la corriente procedente de la fuente, siempre entre al wáttmetro a través de las terminales \pm . Este arreglo establecerá una referencia para determinar el signo de las indicaciones del wáttmetro. Si el factor de potencia de la carga es > 0.5 , ambos wáttmetros indicarán positivo, y $\bar{P}_T = P_1 + P_2$. Si el factor de potencia es < 0.5 , uno de los medidores (por ejemplo, el medidor 2) dará una indicación negativa. En este caso, se deben invertir las terminales de corriente del medidor que indique negativo y la indicación resultante se debe restar de la del wáttmetro que indica positivo para dar la potencia disipada en la carga ($\bar{P}_T = P_1 - P_2$).

Si sólo se dispone de un wáttmetro, se puede seguir empleando este método haciendo las dos observaciones por separado. Siempre que se sigan las reglas correctas de conexión, se obtendrá un resultado correcto.

Wáttmetros Polifásicos

Si se fijan dos mecanismos electrodinamométricos a un eje (figura 9-15) se tiene un wáttmetro polifásico. Cuando se hacen las conexiones correctas con el medidor (como en el método de dos medidores), el par que actúa sobre el conjunto será la suma de los dos pares que actúan en cada una de las bobinas móviles por separado. La po-

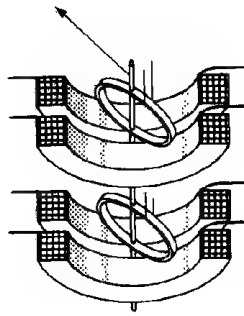


Figura 9-15 Mecanismo de un wattímetro polifásico. (Cortesía de Weston Instruments, Inc.)

tencia total se suma entonces automáticamente y se indica en forma directa en una escala. El empleo del wattímetro polifásico elimina los cálculos y ahorra espacio (ya que un solo instrumento hace el trabajo de dos). El instrumento se puede emplear también para medir potencia monofásica. En este caso sólo se hacen conexiones con uno de los movimientos.

No se debe tratar de instalar un sistema de monitoreo trifásico de potencia en una planta industrial grande a menos que se haya recibido capacitación adecuada en las técnicas correctas de instalación y calibración. Hay demasiadas áreas en las que un neófito puede cometer un error. Por ejemplo, sólo porque el disco del wathorímetro (figura 9-16) gira, no significa que la instalación esté indicando correctamente. Como se demostró en el ejemplo 9-2, aun una planta pequeña puede tomar varios miles de amperes de la compañía de luz. Esto necesita que haya transformadores de corriente que reduzcan la corriente antes de aplicarlo al wattímetro. También se emplean los transformadores de potencial para reducir el voltaje. Si se invierten cualquiera de las terminales de los transformadores, se invertirá la salida. Hay ocho conexiones sensibles a la fase que se deben hacer en un wattímetro industrial típico. Además, las constantes de calibración del wattímetro dependen del tipo de transformadores de corriente y de potencial que se usen.

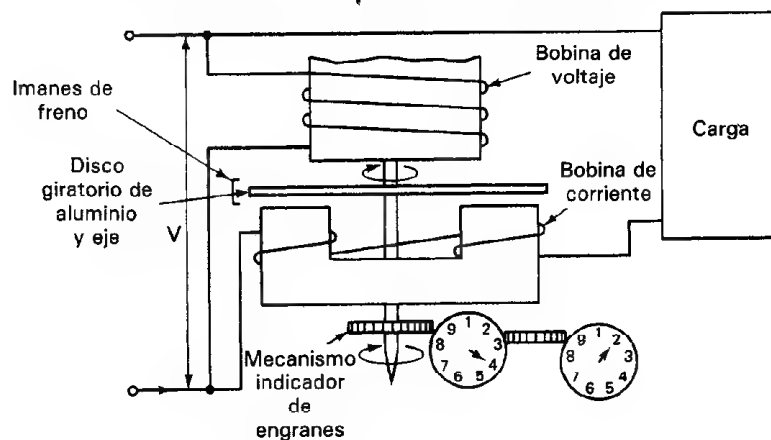


Figura 9-16 Wathorímetro.

Cómo Emplear los Medidores de Mecanismo Dinamómetro para Medir Potencia

1. Si la corriente es mayor de 5 A, utilícese un transformador de instrumentos para reducirla a menos de 5 A antes de aplicarla al wáttmetro o a otros medidores.
2. Trátese de evitar colocar el wáttmetro en zonas donde haya fuertes campos magnéticos externos.
3. Conéctese ambas terminales del wáttmetro al mismo lado de la carga y la línea. Esto mantiene aproximadamente igual el potencial de las bobinas de corriente y voltaje.
4. No se rebase la capacidad de corriente, voltaje o potencia del medidor. Recuerdese que se pueden rebasar las especificaciones de corriente o voltaje aun cuando la lectura de potencia no indique deflexión de escala completa.
5. Al usar en conjunto un ampérmetro, vóltmetro y wáttmetro, se deben hacer correcciones debidas a las perturbaciones ocasionadas por los medidores en el circuito (en especial si se sospecha que los errores de lectura son especialmente grandes).
6. Cuando se tome una lectura de mucha corriente y poco voltaje, conéctese la bobina de voltaje en la posición *A* de la figura 9-6.
7. Cuando se toma una lectura de alto voltaje y baja corriente, conéctese la bobina de voltaje en la posición *B* de la figura 9-6.
8. Si se tiene una indicación negativa en uno de los wáttmetros durante una medición de potencia polifásica con dos wáttmetros, invierta las conexiones de las terminales de corriente de ese wáttmetro y trátense a las indicaciones resultantes como números negativos.

MEDICIONES DE ENERGIA ELECTRICA

Cuando la potencia que se disipa en una carga se calcula en términos del tiempo, se puede determinar la cantidad de energía consumida por la carga. Si se entrega un watt durante 1 segundo, la energía consumida en este tiempo es igual a 1 *joule*. Por lo tanto, al joule también se le llama watt-segundo. En los cálculos de potencia eléctrica, también se emplean el watt-hora o el kilowatt-hora, ya que con frecuencia son unidades más convenientes que el watt-segundo. Un kilowatt-hora representa 1000 watts entregados durante 1 hora.

Se vio antes en este capítulo cómo se genera y se distribuye la energía eléctrica a varios consumidores. En los puntos de distribución debe haber dispositivos de medi-

TABLA 9.1 POTENCIAS TÍPICAS DE EQUIPO ELÉCTRICO

Equipo	Capacidad, watts
Acondicionador de aire	2800
Lavadora de ropa	400
Lavavajillas	1400
Calentador eléctrico	1650
Equipo de alta fidelidad	230
Plancha eléctrica	1000
Radio	30
Horno eléctrico	10,000
Refrigerador	320
Televisión a color	420
Osciloscopio	50—150

ción para registrar la cantidad de energía utilizada por cada hogar o consumidor industrial. De este modo el abastecedor puede cobrar al consumidor la energía que le suministra durante determinado tiempo. La unidad de energía en la que se expresa la electricidad vendida es el kilowatt-hora (kWh). El costo aproximado por kWh en Estados Unidos es de aproximadamente 5 centavos de dólar por kWh. La tabla 9-1 da una lista de los electrodomésticos comunes con sus capacidades típicas de potencia.

El dispositivo más común de medición de energía es el watthorímetro. El tipo de watthorímetro más común en la actualidad fue inventado por Schallenger en 1888. Este medidor es un instrumento barato y exacto que puede trabajar correctamente durante largos periodos con poco mantenimiento. Además, no se afecta mucho por grandes variaciones en la carga, en el factor de potencia o en las condiciones del medio ambiente. Registra el consumo de energía de una carga mediante el conteo de las vueltas de un disco giratorio de aluminio. El giro del disco es causado por la potencia que pasa a través del medidor.

En la figura 9-16 se muestra un esquema de las partes importantes del medidor. Su funcionamiento es semejante al de un motor de inducción. La bobina de corriente y el núcleo metálico sobre el que está enrollada originan un campo magnético. La bobina de voltaje y su núcleo metálico originan un campo magnético adicional. En el disco de aluminio (que se coloca para estar influenciado por ambos campos), se originan corrientes parásitas debido a la variación del campo magnético de la bobina de corriente. Esas corrientes parásitas interactúan con el campo magnético de la bobina de voltaje y se ejerce un par en el disco. Como no hay resortes de restricción, el disco continúa girando mientras se alimenta corriente a través del medidor (figura 9-17). El par en el disco es proporcional al producto de $v \times i$. Así, mientras mayor sea la corriente que pase por el medidor, más rápido girará el disco. El número de vueltas es una medida de la energía consumida por la carga. El eje en el que está montado el disco está unido a un mecanismo de engranes y éste con un conjunto de

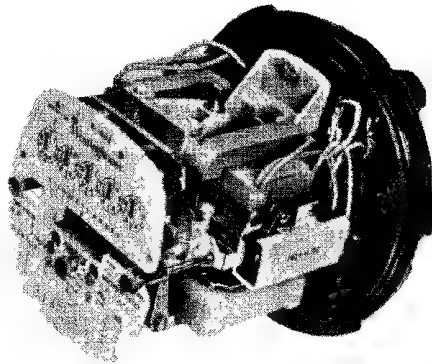


Figura 9-17 Watthorímetro para aplicación industrial y doméstica. (Cortesía de Westinghouse Electric Co.)

indicadores con carátulas semejantes a las de un reloj. Al leer los valores en esas carátulas en diferentes momentos se puede calcular cuánta energía pasó a través del medidor durante el intervalo entre las lecturas.

Para que la velocidad de rotación permanezca proporcional a la potencia en la carga (es decir, para que el disco no continúe acelerándose cuando se le aplique un par), se debe aplicar un par de freno o de retardo al disco giratorio. Los imanes permanentes colocados en la orilla del disco están diseñados para producir este par de retardo y por consiguiente se conocen como “imanes de freno”. Cuando gira el disco entre los campos magnéticos de los imanes, se origina la aparición de corrientes parásitas. Estas corrientes en sí son proporcionales a la velocidad angular del disco y originan sus propios campos magnéticos. Los campos magnéticos del imán permanente y del disco interactúan para originar un par de retardo en el disco, proporcional a la velocidad de giro. Por lo tanto, se mantiene una velocidad de rotación en el disco proporcional a la potencia en la carga.

MEDICIONES DE POTENCIA A FRECUENCIAS MAYORES

Para medir la potencia a frecuencias mayores que unos 400 Hz, se deben emplear otras técnicas e instrumentos de medición distintas del electrodinamómetro. Las tres técnicas generales de medición de potencia de alta frecuencia son:

1. Medición del voltaje a través de una resistencia, R_L , la cual es un sustituto de la carga real.
2. Medición del calor absorbido por una carga, el cual de nuevo es un sustituto de la carga real.
3. Medición de la potencia transmitida (no requiere sustitución de la carga real).

Las técnicas 1 y 2 implican ambas el empleo de los llamados *medidores tipo absorción*, cuyo funcionamiento se basa en poder absorber toda la potencia que de otro

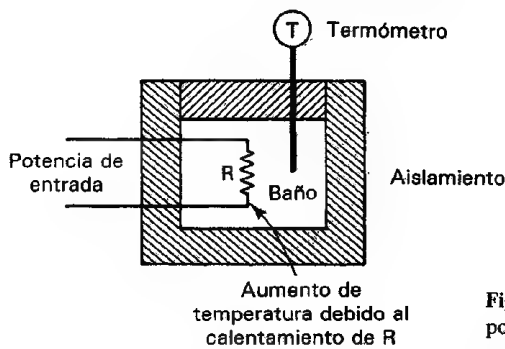


Figura 9-18 Medidor calorimétrico de potencia.

modo se destinaría para la carga. Por otra parte, la técnica 3, se basa en el empleo de medidores tipo transmisión, los cuales toman sólo una pequeña parte de la potencia que se entrega a la carga.

Como se hizo notar, la primera técnica para mediciones de potencia en alta frecuencia inducirá la medición del voltaje a través de una resistencia de carga, R_L , y el cálculo de la potencia mediante $P = V^2/R_L$. Para frecuencias en el rango de audio (de 200 Hz a 20 kHz), se mide por lo general la potencia conectando la salida de la fuente de poder (por ejemplo, un amplificador de audio) a una resistencia de valor estándar (4Ω y 8Ω son los valores comunes). A continuación, un medidor de ca mide el voltaje a través de esa resistencia de carga y se calcula la potencia a partir de la indicación del medidor. Para frecuencias altas (radiofrecuencias de hasta 500 MHz), se combinan el voltmetro y la resistencia de carga en un solo instrumento medidor de potencia del tipo de absorción. La resistencia de carga se diseña para mantener un valor constante sobre el rango completo de frecuencias de interés, y el voltmetro es capaz de responder con exactitud a esas señales de alta frecuencia. La escala del medidor se calibra para indicar sus mediciones en unidades de potencia. La técnica 2 para medir la potencia a altas frecuencias hace uso de la detección de los efectos de calentamiento causados por la señal de interés. Dos medidores (también, de hecho, medidores del tipo de *absorción*) que efectúan esas mediciones son el *calorímetro* y el *bolómetro*.

El *calorímetro* es un instrumento que contiene una resistencia que está completamente rodeada por un cuerpo calorimétrico bien aislado. La señal de entrada de alta frecuencia (RF) se alimenta al calorímetro y la resistencia disipa calor dentro del medidor. El cuerpo calorimétrico que rodea a la resistencia se calienta y la velocidad de aumento de temperatura es proporcional a la potencia disipada en la carga. Un medidor de temperatura, calibrado para presentar su salida en términos de potencia, sirve para indicar la potencia absorbida (figura 9-18). Los calorímetros se emplean para medir potencia de radiofrecuencias, en el rango de 10 mW hasta 10 W.

El *bolómetro* es básicamente un circuito de puente en el cual una rama contiene una resistencia sensible a la temperatura. Esta resistencia se coloca en el campo de la potencia de radiofrecuencia y su temperatura aumenta el absorber potencia del campo. El cambio en la resistencia se mide mediante un circuito de puente. Los bolómetros son mucho más sensibles que los calorímetros.

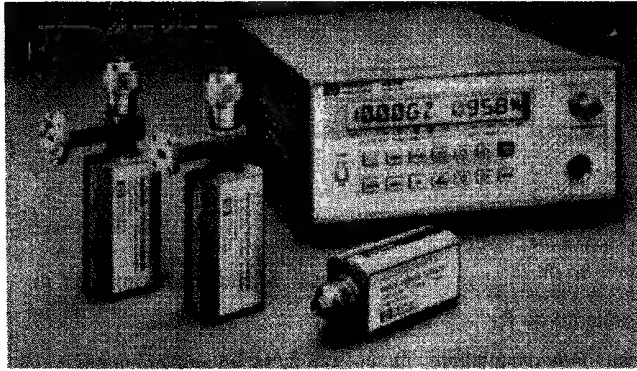


Figura 9-19 Medidor de potencia capaz de medir desde 100 kHz hasta en 50 GHz, y desde -70 hasta $+44$ dBm. También se muestran conectores de 50 GHz, 2.44 mm y dos conectores de guía de onda. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

Los dos tipos más comunes de resistencias sensibles a la temperatura, empleadas en los bolómetros, son el *termistor* y el *barretter*. El termistor es una resistencia que tiene un coeficiente de temperatura grande, generalmente negativo. En el capítulo 14 se describen con mayor detalle los fundamentos de los termistores. El *barretter* consiste en un tramo corto de alambre delgado encapsulado de modo que se pueda montar en una base de bolómetro. El barretter también indica la absorción de potencia cambiando su resistencia en respuesta al calentamiento, pero tienen un coeficiente positivo [de temperatura.] Por lo general se emplean los bolómetros para medir la potencia en radiofrecuencias en el rango de 0.1 a 10 mW. La figura 9-19 muestra la fotografía de un bolómetro.

La tercera técnica para medir potencia en altas frecuencias no necesita suministrar la potencia a una carga sustituta. Se introduce un medidor del tipo de transmisión en serie con la trayectoria de la potencia que se entrega a una carga arbitraria. El medidor tiene interconstruido un dispositivo llamado *acoplador direccional*, que permite muestrear una pequeña fracción fija, de la potencia de entrada. Esta fracción muestreada se emplea para activar un sensor tipo absorción para indicar la potencia que se entrega a la carga. El elemento de absorción puede ser o bien un sensor de voltaje o del tipo de bolómetro como se describió en las técnicas 1 y 2. El acoplador direccional muestra una fracción fija tanto de la potencia de entrada como de la potencia reflejada que regresa de la carga. La potencia que disipa la carga, $P_{\text{entregada}}$, es la diferencia entre la potencia de entrada, P_{entrada} , y la potencia reflejada, P_{refl} .

$$P_{\text{entregada}} = P_{\text{entrada}} - P_{\text{refl}} \quad (9-13)$$

El error que se debe esperar con los medidores de tipo transmisión es el error de carga originado por el elemento de absorción más los errores con que contribuyen los acopladores direccionales.

PROBLEMAS

1. ¿Cuál es la salida de potencia de una batería de 9 V cuando genera una corriente de 0.5 A?
2. Una fuente de poder puede suministrar una salida de cd de 200 mA a 115 V. ¿Cuál es la salida de potencia de esta fuente?
3. ¿Cuál es la potencia disipada por una resistencia de 4.7Ω si pasa una corriente de 4 mA a través de ella?
4. ¿Cuál es el valor de la resistencia cuando se disipan 320 W con una caída de voltaje de 35 V a través de la resistencia?
5. Se aplica una onda senoidal cuya amplitud es 30 V y frecuencia de 60 Hz, a través de una resistencia de 15Ω . Calcúlese la potencia disipada por la resistencia.
6. Se emplean un voltmetro de 250 V con una especificación de $20,000 \Omega/V$ y un ampermetro de 5 A para medir la potencia disipada en un circuito de cd. El voltmetro indica 150 V y el ampermetro 4.3 A. ¿Cuál es la potencia real disipada en el circuito?
7. El voltaje y la corriente aplicados a una carga monofásica están en forma de ondas senoidales cuyas amplitudes son de 250 V y 3.4 A respectivamente. El factor de potencia de la carga es 0.41. Calcúlese \bar{P} , S y Q de la carga.
8. Explíquese por qué a un par de terminales en un wattmetro monofásico se llaman terminales de corriente.
9. Explíquese por qué es necesario que la terminal (\pm) de las terminales de corriente y la terminal (\pm) de la terminal de voltaje del wattmetro de dinamómetro deben estar conectadas al mismo conductor de la línea de entrada de potencia.
10. Descríbase por qué es mejor la conexión A de la figura 9-6 para medir cargas con alta corriente y bajos niveles de voltaje.
11. Si el costo de la energía eléctrica es de 12 centavos de dólar por kilowatt-hora, ¿cuál es el costo de emplear cada uno de los siguientes aparatos?
 - a) Un tostador de 1200 W durante 30 min.
 - b) Doce focos de 50 W durante 4 h.
 - c) Una televisión de 250 W durante 3 h.
 - d) Una secadora eléctrica de ropa de 5600 W durante 20 min.
12. Resuélvase el ejemplo 9-3 para el cambio porcentual de la corriente de la central si se aumenta el factor de potencia a 1.0 agregando capacitores (var) en paralelo con los motores. ¿Aumenta o disminuye la corriente?

REFERENCIAS

1. Hayt, W., y Kemmerly, J., *Engineering Circuit Analysis* (Ingeniería de Análisis de Circuitos), Cap. 12. New York: McGraw-Hill, 1978.
2. Stout, M. B., *Basic Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas Básicas), 2a. ed., Cap. 17. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1960.
3. Harris, F. K., *Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas), Caps. 11 y 12. New York: John Wiley, 1952.
4. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de Instrumentos Electrónicos Básicos). Cap. 25. New York: McGraw-Hill, 1972.

Resistores y Medición de la Resistencia

RESISTENCIAS Y RESISTORES

Hablando burdamente, la resistencia describe la tendencia de un material para impedir el flujo de cargas eléctricas a través de él. La unidad de medida de la resistencia, R , es el ohm (Ω). Si un circuito o dispositivo necesita el efecto que produce una cantidad específica de resistencia (como limitar la corriente que pasa a través de él o disipar energía), se emplea un elemento que aumenta la resistencia total del circuito. A ese elemento se le llama *resistor*. Los resistores (que comúnmente también se llaman resistencias) se fabrican con materiales que conducen la electricidad, pero que poseen una resistencia grande comparada con la resistencia de los alambres y de los contactos. El voltaje instantáneo a través de una resistencia es directamente proporcional a la corriente que pasa a través de él. La ecuación que describe esta relación fue descubierta por George Ohm en su trabajo con circuitos de corriente directa en 1836. Está dada por

$$v = Ri \quad (10-1)$$

y se conoce como *ley de Ohm*.

Si se desea expresar qué tan bien conduce un elemento, en lugar de impedir el paso de la electricidad, la ley de Ohm se puede escribir en la forma siguiente:

$$i = Gv \quad (10-2)$$

en donde a $G = 1/R$ se le llama *conductancia* y sus unidades SI son los siemens (S). Decir que un elemento de circuito tiene una baja conductancia implica que conduce

poca electricidad y tiene una resistencia alta. Por ejemplo, una conductancia de 10^{-6} S (conductancia muy baja) es equivalente a una resistencia de $1\text{ M}\Omega$.

TIPOS DE RESISTENCIAS

Las resistencias se emplean para muchos fines tal como en calentadores eléctricos, elementos divisores de corriente y de voltaje, y dispositivos limitadores de corriente. Como tales, sus valores y tolerancias de resistencia varían muy ampliamente. Se fabrican resistencias de $0.1\ \Omega$ hasta muchos megohms. Las tolerancias aceptables pueden ir desde ± 20 por ciento (resistencias de los elementos calefactores) hasta ± 0.001 por ciento (resistencia de precisión en los instrumentos sensibles de medición). Como ningún material o tipo de resistencia se puede emplear para abarcar todos los rangos y tolerancias, se deben emplear muchos diseños diferentes. Los más comunes de ellos se describen en esta sección. La tabla 10-1 resume las propiedades de las resistencias que con más frecuencia se encuentran comercialmente.

Los tipos más comunes de resistencias son las *resistencias de composición de carbón* [figura 10-1 a)]. Están fabricadas con gránulos de carbón presionados en caliente mezclados con cantidades variables de material de relleno para lograr un amplio rango de valores de resistencia. Esas resistencias tienen la ventaja de ser baratas, confiables y están notablemente libres de capacitancia e inductancia parásitas. Sin embargo, sus tolerancias de 5 a 20 por ciento las comparan en forma desfavorable con la mayor parte de los demás tipos de resistencia y sus coeficientes de temperatura (es decir, el cambio porcentual del valor de la resistencia por cada grado de cambio de temperatura) son relativamente altos.

Las *resistencias de alambre arrollado* [figura 10-1 b)] se fabrican más que nada para tres aplicaciones: alta precisión, baja resistencia y alta disipación de potencia. Consisten de tramos de alambre arrollado alrededor de un núcleo cilíndrico aislante. El rango de tolerancias típicas van desde 0.01 hasta 1 por ciento y cuando se fabrican con aleaciones de bajo coeficiente de temperatura, resultan resistencias muy precisas y estables. Se pueden fabricar para disipar hasta 200 W de potencia.

TABLA 10-1 CARACTERÍSTICAS DE VARIOS TIPOS DE RESISTENCIA

Tipo	Rango disponible	Tolerancia (%)	Coefficiente de temperatura (%/°C)	Potencia máxima
Composición de carbón	$1\ \Omega$ a $22\text{ M}\Omega$	5 a 20	0.1	2 W
De alambre enrollado	$1\ \Omega$ a $100\text{ k}\Omega$	0.0005 y mayor	0.0005	200 W
De película metálica	0.1 a $10^{10}\ \Omega$	0.005 y mayor	0.0001	1 W
De película de carbón	$10\ \Omega$ a $100\text{ M}\Omega$	0.5 y mayor	-0.015 a 0.05	2 W
De acero	0.1 a $1\ \Omega$	20		250 kW
Líquida ($\text{H}_2\text{O} + \text{CaCO}_3$)	0.01 a $1\ \Omega$	20		>250 kW

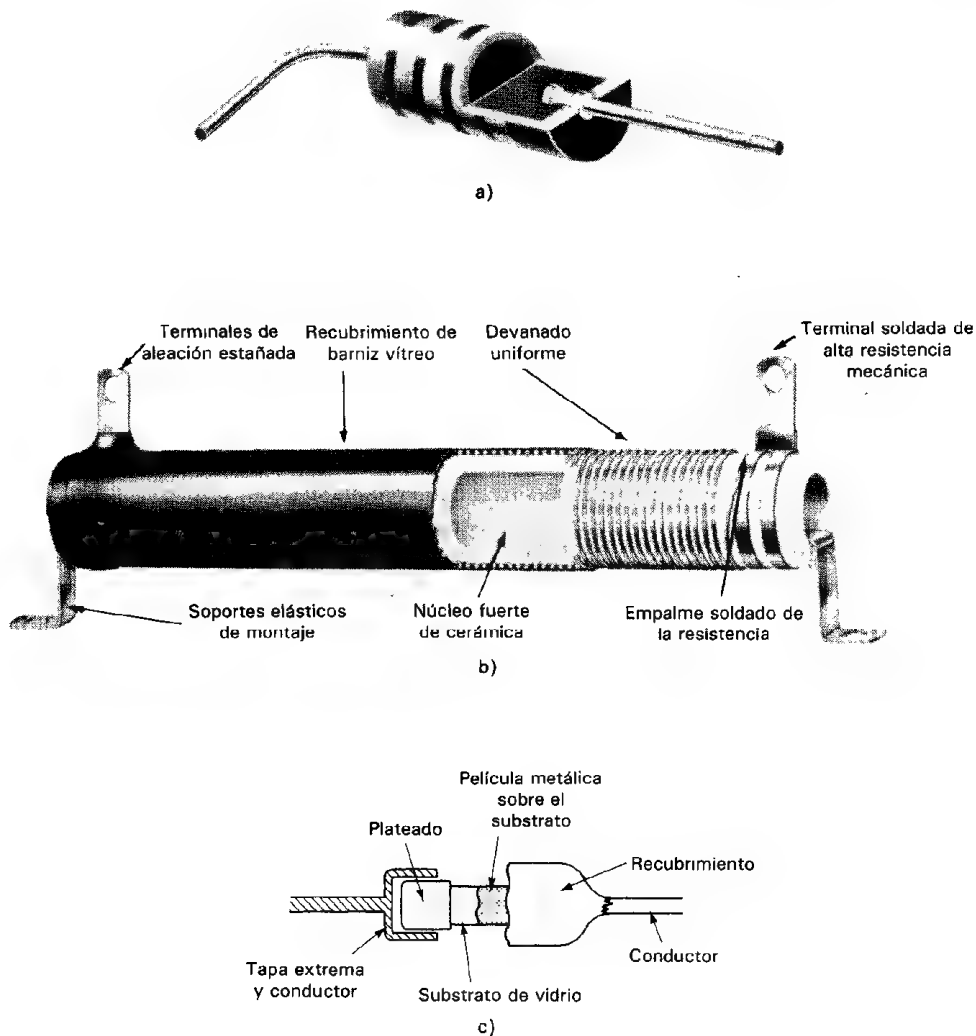


Figura 10-1 Tipos de resistencias: a) corte de una resistencia de composición de carbón (cortesía de Allen-Bradley Co.); b) corte de una resistencia de alambre enrollado (cortesía de Ohmite Manufacturing Co.); c) esquema de una resistencia de película delgada.

Se pueden depositar películas muy delgadas de metal y de carbón sobre materiales aislantes para proporcionar trayectorias con muy alta resistencia. Las *resistencias de película de metal* y las *resistencias de película de carbón* [figura 10-1 c)] que se fabrican con esos procesos pueden tener valores de hasta 10,000 MΩ. La exactitud y estabilidad de esas resistencias se puede comparar con la de las resistencias de alambre arrollado. Además, esas resistencias poseen características de bajo ruido y baja inductancia.

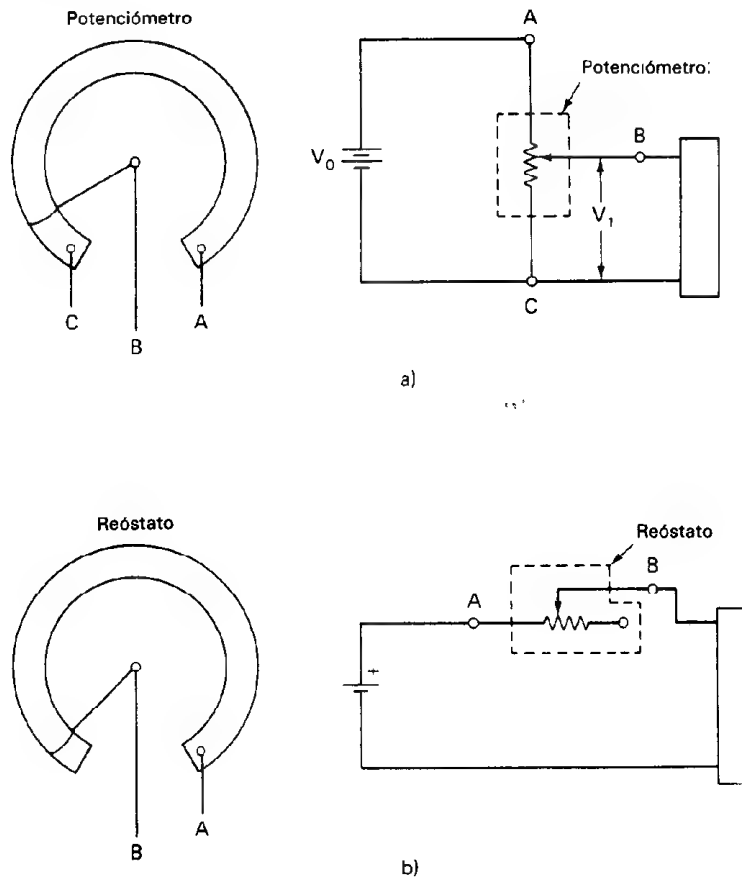


Figura 10-2 a) Potenciómetro; b) reóstato.

También, se fabrican algunas resistencias que tienen valores ajustables o variables. Esas *resistencias variables* tienen por lo general tres terminales: dos fijas y una móvil. Si se hace contacto con sólo dos de las terminales de la resistencia, la resistencia variable se emplea como un *reóstato* [figura 10-2 a)]. Si se emplean los tres contactos en un circuito [figura 10-2 b)], a la resistencia se le llama *potenciómetro*. Los potenciómetros se emplean con frecuencia como divisores de voltaje variables en los circuitos. El valor de la resistencia en general y la capacidad de potencia y de resistencias variables están marcadas por lo general en sus empaques.

Si la resistencia de un dispositivo es una función conocida y reproducible de la temperatura, la iluminación, la deformación, el voltaje, el campo magnético (o algún otro *parámetro físico o químico*), se puede emplear el dispositivo como *transductor resistivo*. La resistencia se puede medir y la magnitud del *parámetro físico o químico* se puede inferir a partir del valor de la resistencia. En el capítulo 14 se describen varios transductores resistivos y su funcionamiento. Por ejemplo, se puede emplear varias re-

sistencias de carbón en serie para medir el nivel de oxígeno líquido en un tanque. Cada resistencia tiene una variación muy grande en su valor al sumergirse en oxígeno líquido. Conforme baja el nivel de líquido, mayor cantidad de resistencias están expuestas a mayores temperaturas y aumenta el valor de la resistencia total.

CODIGO DE COLORES DE LAS RESISTENCIAS

La mayor parte de las resistencias grandes tienen sus valores de resistencia y sus tolerancias estampados en ellas. Sin embargo, las resistencias de composición de carbón y algunas resistencias arrolladas son demasiado pequeñas para emplear este método de identificación. Para poder identificar en forma visual la resistencia y la tolerancia de las resistencias de carbón sin tener que medirlas, se emplea un código de colores. Las resistencias que tienen una tolerancia de 5 por ciento o mayor tienen cuatro o más bandas de color, y las que tienen una tolerancia de 1 por ciento o menos tienen cinco o más bandas de color (figura 10-3). En las resistencias pequeñas ($< \frac{1}{3}$ de watt), las bandas están tan juntas que es imposible determinar cuál extremo de la resistencia tiene el primer dígito significativo. En este caso, siempre se debe emplear un óhmetro para verificar el valor de la resistencia.

Las resistencias se pueden conseguir en valores estándar de resistencia, que se muestran en la figura 10-4 y en la tabla 10-2. Las resistencias que se emplean en la instrumentación militar o especiales se especifican en la norma americana MIL-R-55182. Esas resistencias tienen coeficientes de temperatura e índices de falla específicos y se fabrican bajo requerimientos específicos de control de calidad. Se identifican como se muestra en la figura 10-5. También se consiguen resistencias como chips para montaje superficial. Tanto para los chips de montaje superficial como para los usos militares, el

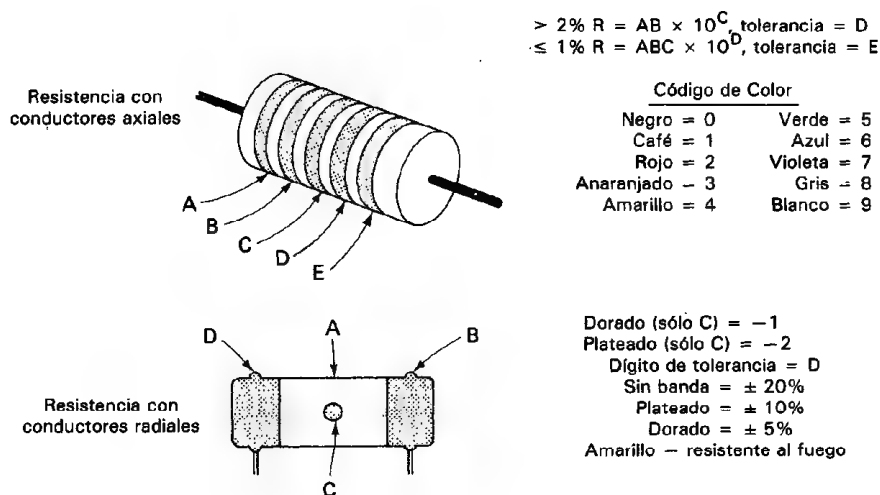


Figura 10-3 Código de colores de las resistencias.

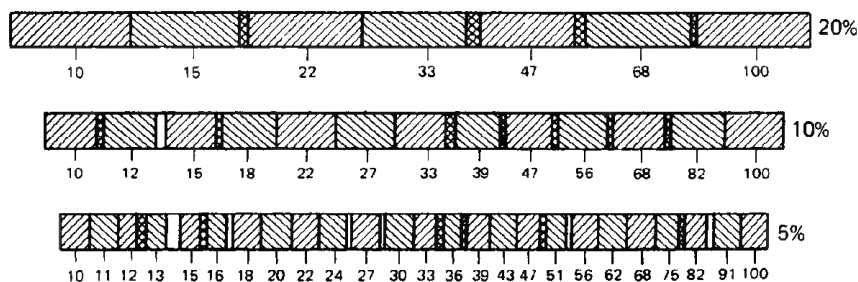


Figura 10-4 Valores nominales y rangos de tolerancia para resistencias (escala logarítmica).

tamaño físico y la forma de las resistencias y capacitores son los mismos. En muchos casos, es imposible diferenciarlos, excepto midiendo el componente. Aun los diodos parecen resistencias, con excepción de la pequeña banda de polaridad en un extremo.

Las resistencias también se pueden conseguir en numerosas configuraciones de red. Al seleccionar una resistencia también es importante a veces considerar fuentes de error de segundo y tercer orden tales como el circuito equivalente en alta frecuencia, el ruido térmico de Johnson, la energía de ruido de corriente, la resistencia del aislamiento, el límite de voltaje del aislamiento, el cambio máximo en la resistencia debido al voltaje aplicado, los cambios térmicos de resistencia, y la frecuencia de fallas.

Ejemplo 10-1

Dada una resistencia con las bandas:

A = azul

C = anaranjado

B = gris

D = plateado

Calcúlese el valor de la resistencia y la tolerancia.

Solución.

$$R = 68 \times 10^3, \quad \pm 10\%$$

$$= 68,000 \, \Omega, \quad \pm 68000 \, \Omega$$

El valor de resistencia que indican las bandas de color de las resistencias de composición de carbón se llama valor *nominal* de la resistencia. Las resistencias de carbón sólo se fabrican en un conjunto específico de valores nominales. Esos valores se determinan siguiendo una fórmula que establece que cada valor nominal es de aproximadamente $(1 + 2N)$ veces el valor nominal precedente (siendo N la tolerancia de la resistencia). Empleando esa fórmula, la resistencia de cada elemento fabricado está dentro del rango de tolerancia de cada valor nominal. La figura 10-4 muestra los valores nominales para las resistencias con 5, 10 y 20 por ciento de tolerancia.

TABLA 10-2 VALORES ESTANDAR DE RESISTENCIA DE 10 A 100 OHMS. TAMBIEN SE CONSIGUEN MULTIPLOS Y SUBMULTIPLOS DE DECADAS

Tolerancia del valor de resistencia (± %)												
0.1%	0.25%	0.5%	1%	2%	5%	10%	0.1%	0.25%	0.5%	1%	2%	5%
10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0	10.0
10.1	10.2	10.3	10.4	10.5	10.6	10.7	10.8	10.9	11.0	11.1	11.2	11.3
11.4	11.5	11.6	11.7	11.8	11.9	12.0	12.1	12.2	12.3	12.4	12.5	12.6
12.7	12.8	12.9	13.0	13.1	13.2	13.3	13.4	13.5	13.6	13.7	13.8	13.9
14.0	14.1	14.2	14.3	14.4	14.5	14.6	14.7	14.8	14.9	15.0	15.1	15.2
15.3	15.4	15.5	15.6	15.7	15.8	15.9	16.0	16.1	16.2	16.3	16.4	16.5
16.6	16.7	16.8	16.9	17.0	17.1	17.2	17.3	17.4	17.5	17.6	17.7	17.8
17.9	18.0	18.1	18.2	18.3	18.4	18.5	18.6	18.7	18.8	18.9	19.0	19.1
19.2	19.3	19.4	19.5	19.6	19.7	19.8	19.9	20.0	20.1	20.2	20.3	20.4
20.5	20.6	20.7	20.8	20.9	21.0	21.1	21.2	21.3	21.4	21.5	21.6	21.7
21.8	21.9	22.0	22.1	22.2	22.3	22.4	22.5	22.6	22.7	22.8	22.9	23.0
23.1	23.2	23.3	23.4	23.5	23.6	23.7	23.8	23.9	24.0	24.1	24.2	24.3
24.4	24.5	24.6	24.7	24.8	24.9	25.0	25.1	25.2	25.3	25.4	25.5	25.6
25.7	25.8	25.9	26.0	26.1	26.2	26.3	26.4	26.5	26.6	26.7	26.8	26.9
27.0	27.1	27.2	27.3	27.4	27.5	27.6	27.7	27.8	27.9	28.0	28.1	28.2
28.3	28.4	28.5	28.6	28.7	28.8	28.9	29.0	29.1	29.2	29.3	29.4	29.5
29.6	29.7	29.8	29.9	30.0	30.1	30.2	30.3	30.4	30.5	30.6	30.7	30.8
30.9	31.0	31.1	31.2	31.3	31.4	31.5	31.6	31.7	31.8	31.9	32.0	32.1
32.2	32.3	32.4	32.5	32.6	32.7	32.8	32.9	33.0	33.1	33.2	33.3	33.4
33.5	33.6	33.7	33.8	33.9	34.0	34.1	34.2	34.3	34.4	34.5	34.6	34.7
34.8	34.9	35.0	35.1	35.2	35.3	35.4	35.5	35.6	35.7	35.8	35.9	36.0
36.1	36.2	36.3	36.4	36.5	36.6	36.7	36.8	36.9	37.0	37.1	37.2	37.3
37.4	37.5	37.6	37.7	37.8	37.9	38.0	38.1	38.2	38.3	38.4	38.5	38.6
38.7	38.8	38.9	39.0	39.1	39.2	39.3	39.4	39.5	39.6	39.7	39.8	39.9
40.0	40.1	40.2	40.3	40.4	40.5	40.6	40.7	40.8	40.9	41.0	41.1	41.2
41.3	41.4	41.5	41.6	41.7	41.8	41.9	42.0	42.1	42.2	42.3	42.4	42.5
42.6	42.7	42.8	42.9	43.0	43.1	43.2	43.3	43.4	43.5	43.6	43.7	43.8
43.9	44.0	44.1	44.2	44.3	44.4	44.5	44.6	44.7	44.8	44.9	45.0	45.1
45.2	45.3	45.4	45.5	45.6	45.7	45.8	45.9	46.0	46.1	46.2	46.3	46.4
46.5	46.6	46.7	46.8	46.9	47.0	47.1	47.2	47.3	47.4	47.5	47.6	47.7
47.8	47.9	48.0	48.1	48.2	48.3	48.4	48.5	48.6	48.7	48.8	48.9	49.0
49.1	49.2	49.3	49.4	49.5	49.6	49.7	49.8	49.9	50.0	50.1	50.2	50.3
50.4	50.5	50.6	50.7	50.8	50.9	51.0	51.1	51.2	51.3	51.4	51.5	51.6
51.7	51.8	51.9	52.0	52.1	52.2	52.3	52.4	52.5	52.6	52.7	52.8	52.9
53.0	53.1	53.2	53.3	53.4	53.5	53.6	53.7	53.8	53.9	54.0	54.1	54.2
54.3	54.4	54.5	54.6	54.7	54.8	54.9	55.0	55.1	55.2	55.3	55.4	55.5
55.6	55.7	55.8	55.9	56.0	56.1	56.2	56.3	56.4	56.5	56.6	56.7	56.8
56.9	57.0	57.1	57.2	57.3	57.4	57.5	57.6	57.7	57.8	57.9	58.0	58.1
58.2	58.3	58.4	58.5	58.6	58.7	58.8	58.9	59.0	59.1	59.2	59.3	59.4
59.5	59.6	59.7	59.8	59.9	60.0	60.1	60.2	60.3	60.4	60.5	60.6	60.7
60.8	60.9	61.0	61.1	61.2	61.3	61.4	61.5	61.6	61.7	61.8	61.9	62.0
62.1	62.2	62.3	62.4	62.5	62.6	62.7	62.8	62.9	63.0	63.1	63.2	63.3
63.4	63.5	63.6	63.7	63.8	63.9	64.0	64.1	64.2	64.3	64.4	64.5	64.6
64.7	64.8	64.9	65.0	65.1	65.2	65.3	65.4	65.5	65.6	65.7	65.8	65.9
66.0	66.1	66.2	66.3	66.4	66.5	66.6	66.7	66.8	66.9	67.0	67.1	67.2
67.3	67.4	67.5	67.6	67.7	67.8	67.9	68.0	68.1	68.2	68.3	68.4	68.5
68.6	68.7	68.8	68.9	69.0	69.1	69.2	69.3	69.4	69.5	69.6	69.7	69.8
69.9	70.0	70.1	70.2	70.3	70.4	70.5	70.6	70.7	70.8	70.9	71.0	71.1
71.2	71.3	71.4	71.5	71.6	71.7	71.8	71.9	72.0	72.1	72.2	72.3	72.4
72.5	72.6	72.7	72.8	72.9	73.0	73.1	73.2	73.3	73.4	73.5	73.6	73.7
73.8	73.9	74.0	74.1	74.2	74.3	74.4	74.5	74.6	74.7	74.8	74.9	75.0
75.1	75.2	75.3	75.4	75.5	75.6	75.7	75.8	75.9	76.0	76.1	76.2	76.3
76.4	76.5	76.6	76.7	76.8	76.9	77.0	77.1	77.2	77.3	77.4	77.5	77.6
77.7	77.8	77.9	78.0	78.1	78.2	78.3	78.4	78.5	78.6	78.7	78.8	78.9
79.0	79.1	79.2	79.3	79.4	79.5	79.6	79.7	79.8	79.9	80.0	80.1	80.2
80.3	80.4	80.5	80.6	80.7	80.8	80.9	81.0	81.1	81.2	81.3	81.4	81.5
81.6	81.7	81.8	81.9	82.0	82.1	82.2	82.3	82.4	82.5	82.6	82.7	82.8
82.9	83.0	83.1	83.2	83.3	83.4	83.5	83.6	83.7	83.8	83.9	84.0	84.1
84.2	84.3	84.4	84.5	84.6	84.7	84.8	84.9	85.0	85.1	85.2	85.3	85.4
85.5	85.6	85.7	85.8	85.9	86.0	86.1	86.2	86.3	86.4	86.5	86.6	86.7
86.8	86.9	87.0	87.1	87.2	87.3	87.4	87.5	87.6	87.7	87.8	87.9	88.0
88.1	88.2	88.3	88.4	88.5	88.6	88.7	88.8	88.9	89.0	89.1	89.2	89.3
89.4	89.5	89.6	89.7	89.8	89.9	90.0	90.1	90.2	90.3	90.4	90.5	90.6
90.7	90.8	90.9	91.0	91.1	91.2	91.3	91.4	91.5	91.6	91.7	91.8	91.9
92.0	92.1	92.2	92.3	92.4	92.5	92.6	92.7	92.8	92.9	93.0	93.1	93.2
93.3	93.4	93.5	93.6	93.7	93.8	93.9	94.0	94.1	94.2	94.3	94.4	94.5
94.6	94.7	94.8	94.9	95.0	95.1	95.2	95.3	95.4	95.5	95.6	95.7	95.8
95.9	96.0	96.1	96.2	96.3	96.4	96.5	96.6	96.7	96.8	96.9	97.0	97.1
97.2	97.3	97.4	97.5	97.6	97.7	97.8	97.9	98.0	98.1	98.2	98.3	98.4
98.5	98.6	98.7	98.8	98.9	99.0	99.1	99.2	99.3	99.4	99.5	99.6	99.7
99.8	99.9	100.0	100.1	100.2	100.3	100.4	100.5	100.6	100.7	100.8	100.9	101.0

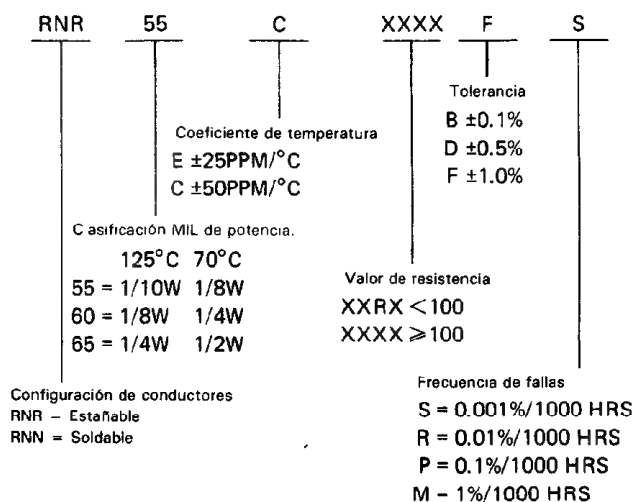


Figura 10-5 Código para resistencias tipo MIL, RNR y RNN.

MEDICION DE RESISTENCIA

Las mediciones de resistencia se encuentran con frecuencia en la prueba y localización de fallas de circuitos, al medir los valores de resistencia de componentes, y en la determinación de los valores de resistencia variables de los transductores. En este capítulo se presentará una descripción de las técnicas de medición de resistencia con esas aplicaciones en mente. Primero se tratarán los métodos básicos de medición de resistencia, en orden de exactitud creciente: el método del voltmetro-ampérmetro, el óhmetro y el puente de Wheatstone. Se verá que los métodos del óhmetro y del voltmetro-ampérmetro se emplean con mucha frecuencia para pruebas y determinación aproximada de valor de resistencia. A continuación se demostrará que el puente de Wheatstone es el instrumento a seleccionar cuando se desea una medición muy exacta de valores de resistencia o el monitoreo de señales de salida de los transductores resistivos. Por último, se analizarán técnicas adicionales que se deben emplear para medir valores de resistencia muy bajos o muy altos. Los dispositivos de medición de resistencia que emplean esas técnicas, incluyendo al puente de Kelvin, el megómetro y el puente de megohms se describirán en forma breve en esta parte.

Método de Voltmetro-Ampérmetro

El método del voltmetro-ampérmetro es una técnica rápida, sencilla y de exactitud moderada para medir la resistencia cuando sólo se cuenta con voltmetros y ampérmetros. Como se muestra en la figura 10-6, la relación de V/I es la resistencia en corriente directa del elemento R_x . La exactitud de este método depende de la calibración y la estabilidad de los dos medidores y del efecto de carga del voltmetro. Es conveniente emplear un voltmetro digital de alta impedancia de entrada y un ampérmetro digital para reducir al mínimo el error en los valores de resistencia medidos. Es

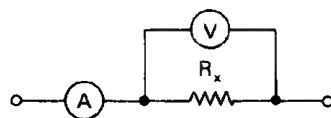


Figura 10-6 Conexiones de medidores para resistencias con el método de voltímetro y amperímetro.

éste el único método que se puede emplear para resistencias de gran potencia. Las resistencias que se emplean para limitar la corriente de arranque en los motores de corriente directa y en los grandes motores de inducción, de devanado secundario, tienen capacidades tan altas como 1000 amperes. El valor de la resistencia está por lo general entre 0.1 y 1 ohm y se debe conocer este valor con una tolerancia del 20 por ciento. Para determinar el valor, se inserta un amperímetro en el cable de corriente que va a la armadura del motor. Se emplea un voltímetro digital para determinar el voltaje a través de la resistencia. A continuación, se encuentra el valor de R con la ecuación $R = V/I$. Se emplea la misma técnica para encontrar la resistencia a tierra de una instalación eléctrica industrial. La resistencia de un electrodo de aterrizaje no puede ser mayor que 25 ohms, según lo especifica el National Electric Code. El valor de la resistencia se determina como se muestra en la figura 10-7.

Ohmetros

El óhmetro¹ es un instrumento sencillo que aplica el voltaje fijo de una batería a través de dos resistencias en serie. Una resistencia es de valor conocido y la otra es la

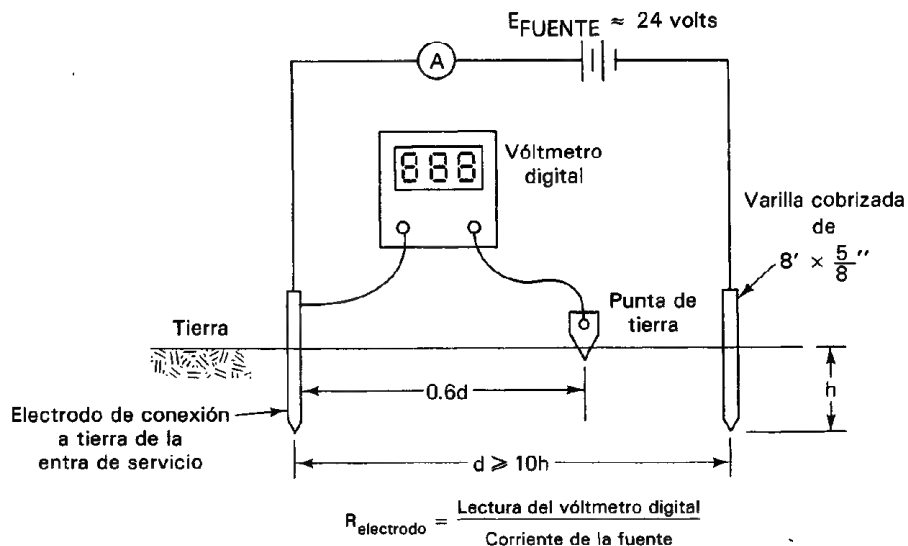


Figura 10-7 Esquema para medir la resistencia del electrodo de tierra.

¹Nótese que el óhmetro que se describe en esta parte es el óhmetro *en serie*. Los óhmetros de este tipo se usan con mucha frecuencia en medidores portátiles para mediciones de propósito general. Los óhmetros *tipo shunt*, por otro lado, se adaptan mejor para mediciones de resistencia de valores bajos y se emplean principalmente en aplicaciones de bajas resistencias. No se describirán con mayor detalle los óhmetros tipo shunt.

que se va a medir. Se mide el voltaje a través de la resistencia conocida mediante un voltmetro de cd. El voltaje medido origina una indicación del voltmetro de cd que se calibra para mostrar directamente el valor de la resistencia desconocida.

Los óhmetros son útiles para efectuar mediciones rápidas de valores de resistencia bajo muchas condiciones y rangos comunes. Se emplean muy seguido en el mantenimiento del equipo de comunicaciones. Los valores de resistencia que se pueden medir con el óhmetro varían desde miliohms hasta $50\text{ M}\Omega$. Sin embargo, hay algunas limitaciones en su empleo. Debido a que su mejor exactitud es aproximadamente ± 1 por ciento, no son apropiados para mediciones de gran exactitud. También, se deben seguir ciertas precauciones especiales al emplear los óhmetros para medir circuitos con alta inductancia o capacitancia. Por último como contienen baterías, los óhmetros se deben emplear sólo en circuitos pasivos o en circuitos que no sean dañados por ella. Los circuitos que tengan fuentes activas pueden contribuir con corrientes que cambien la relación de voltaje a corriente y puedan perjudicar el movimiento de D'Arsonval del óhmetro. Los circuitos que contienen dispositivos sensibles (como algunos semiconductores y fusibles) podrían quemarse aun por el paso de la pequeña corriente que genera la batería del óhmetro.

En la figura 10-8 se muestra el circuito de un óhmetro sencillo tipo serie. La resistencia desconocida, R_x , se conecta con las puntas del medidor en los puntos A y B. Si se ponen en corto las puntas de prueba ($R_x = 0$), fluye una corriente máxima en el circuito y parte de esa corriente pasa al movimiento del medidor y parte por la resistencia R_2 . Para este caso, R_2 se ajusta de modo que la posición de la aguja del medidor se coloque en la marca " $0\ \Omega$ " de la escala. La corriente que pasa por el movimiento del medidor en este caso se llama la corriente de escala completa, I_{fsd} . Cuando se desconectan las puntas ($R_x = \infty$), no pasa corriente y se ajusta el puntero en la marca " ∞ " de la escala del medidor. Los valores de R_x entre " 0 " e " ∞ " hacen que la aguja se mueva hacia algún punto entre estos dos extremos.

Cuando envejece la batería del medidor, su voltaje de salida baja en forma gradual. Así, la corriente que pasa por el medidor disminuirá y el medidor no alcanzará la marca " $0\ \Omega$ " cuando se pongan en corto las puntas. Sin embargo, la resistencia R_2 es ajustable y variando el valor de R_2 se puede contrarrestar el efecto del cambio de voltaje de la batería. La batería se debe cambiar cuando R_2 no pueda llevar el medidor a cero.

Al emplear el óhmetro tipo en serie, se obtienen los resultados más exactos cuando la resistencia desconocida R_x origine una deflexión de media escala en el me-

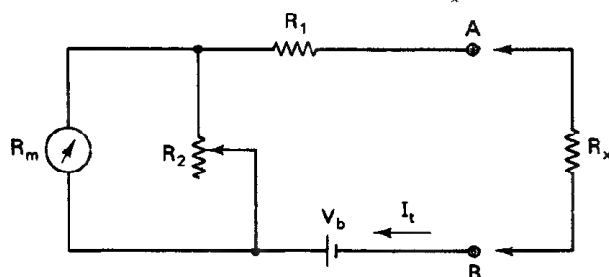


Figura 10-8 Ohmetro tipo serie:

R_1 - resistencia limitadora de corriente; R_2 = resistencia de ajuste a cero; V_b = batería interna; R_m - resistencia interna del movimiento de D'Arsonval; R_x = resistencia desconocida.

didor. Si se desea diseñar el medidor de modo que un cierto valor de resistencia ocasiona esa deflexión, es útil definir este valor de resistencia como R_h . Entonces dada la resistencia interna del movimiento del medidor, R_m y el voltaje de la batería, V_b , se pueden escoger las resistencias R_1 y R_2 para permitir la deflexión de media escala.

Se puede demostrar que la corriente total de batería necesaria para dar una deflexión a escala completa, I_t cuando R_h está conectada (es decir, en este caso $R_h = R_x$) es

$$I_t = \frac{V_b}{R_h} \quad (10-3)$$

La corriente de derivación (shunt) I_2 a través de la resistencia R_2 es en este caso la diferencia entre la corriente total de la batería y la corriente de deflexión a escala completa que pasa por el movimiento del medidor:

$$I_2 = I_t - I_{fsd} \quad (10-4)$$

El voltaje a través de R_2 es V_2 y también es igual al voltaje a través del movimiento del medidor, V_m :

$$V_m = V_2 \quad (10-5)$$

$$I_{fsd} R_m = I_2 R_2 \quad (10-6)$$

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_2} \quad (10-7)$$

Sustituyendo las ecuaciones (10-4) y (10-3) en la ecuación (10-7), se encuentra el valor de R_2

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_t - I_{fsd}} = \frac{I_{fsd} R_m R_h}{V_b - I_{fsd} R_h} \quad (10-8)$$

y

$$R_1 = R_h - \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} \quad (10-9)$$

$$R_1 = R_h - \frac{I_{fsd} R_m R_h}{V_b} \quad (10-10)$$

Se puede cambiar el rango de un óhmetro (figura 10-9) variando la sensibilidad del medidor. Esto se hace mediante un interruptor que puede conectar varias resistencias de diferentes valores para sustituir la resistencia R_1 . Como la deflexión de media escala da la indicación más exacta de estos óhmetros, se deben probar varias escalas (desde la mayor hacia abajo) hasta lograr aproximadamente una deflexión a media escala.

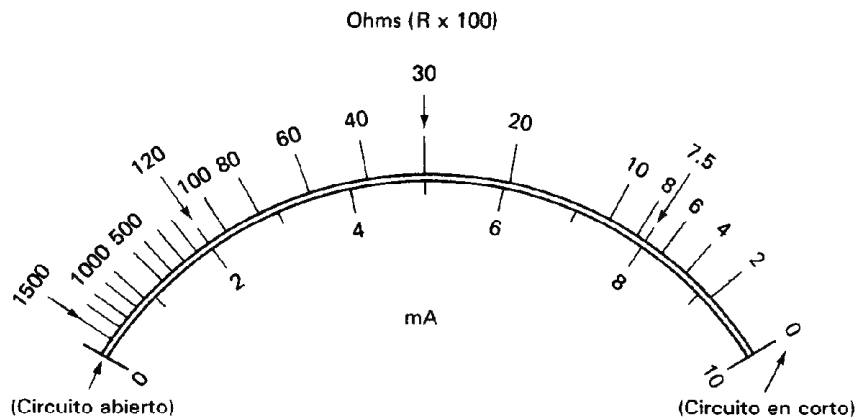


Figura 10-9 Los óhmetros tienen escalas no lineales.

Uso del Ohmetro

1. Si se conoce aproximadamente la resistencia por medir, ajústese el óhmetro a la escala que indique con mayor exactitud ese valor. Si la resistencia se desconoce por completo, ajústese el óhmetro a la escala de mayor resistencia. (Nótese que este paso o el paso 2 no se aplican a los óhmetros digitales autoajustables.)

2. Antes de conectar las puntas de un óhmetro analógico a través de la resistencia desconocida, únense entre sí las puntas para cerrar el circuito de la batería. Se debe girar el tornillo de ajuste de cero hasta que la posición resultante de la aguja indique una deflexión exacta de escala completa (que corresponde a una indicación de cero ohms).

3. Desconéctense las puntas de prueba y colóquense en los extremos de la resistencia que se vaya a medir (asegurando primero que toda la alimentación eléctrica a la resistencia que se vaya a medir esté desconectada). Se lleva el ajuste de la escala del óhmetro hasta que se logre aproximadamente una deflexión de media escala (asegurándose de reajustar el cero del final de la escala antes de anotar el valor de la resistencia). Esta escala dará el resultado más exacto. Se puede leer directamente la resistencia a partir de la deflexión del apuntador en la escala adecuada.

4. Apáguese el óhmetro para evitar que se desgaste la batería.

5. Cuando se hagan *mediciones de resistencia en circuito* con un óhmetro, se deben observar las siguientes precauciones: Aun cuando se apague el suministro de corriente a un circuito, pueden permanecer cargados los capacitores y la misma fuente de poder. Durante la medición de un valor de resistencia dentro del circuito, pueden descargarse lentamente los capacitores y originar indicaciones erróneas o daños al óhmetro. Así,

antes de medir valores de resistencias en circuito, aun en circuitos que aparentemente no tengan corriente, se deben descargar todos los capacitores.

6. Como el mismo óhmetro aplica un voltaje de corriente directa cuya polaridad depende del diseño del instrumento, se deben seguir algunas precauciones antes de emplear el instrumento para mediciones en dispositivos que pudieran dañarse por corrientes por moderadas que sean (p. ej., movimientos de medidores, fusibles, dispositivos semiconductores y circuitos que contengan esos elementos). Esta advertencia se aplica con mayor énfasis cuando el óhmetro se va a emplear en los rangos más altos. En esos rangos, el óhmetro puede estar suministrado de 30 a 40 V durante la medición.

7. Cuando se haga una medición de resistencia en circuito, también se debe recordar que el óhmetro indicará la combinación paralela de la resistencia y los demás trayectos conductores de corriente directa que lo rodean.

Ejemplo 10-2

El óhmetro de la figura 10-8 emplea un movimiento básico de $50\ \Omega$ que necesita una corriente de plena escala de 1 mA. El voltaje de la batería interna es 3 V. En la escala deseada, la marca para la deflexión a media escala es $2000\ \Omega$. Calcúlese a) los valores de R_1 y R_2 , b) el valor máximo de R_2 para compensar una caída del 10 por ciento del voltaje de la batería, y c) el error de escala en la marca de media escala ($2000\ \Omega$) cuando R_2 se ajusta como en la parte b).

Solución.

a) La corriente a través de la resistencia de ajuste a cero, R_2 , es entonces

$$I_t = \frac{V_b}{R_h} = \frac{3\text{ V}}{2000\ \Omega} = 1.5\text{ mA}$$

La corriente a través de la resistencia de ajuste a cero, R_2 , es entonces

$$I_2 = I_t - I_{fsd} = 1.5\text{ mA} - 1\text{ mA} = 0.5\text{ mA}$$

El valor de R_2 , la resistencia de ajuste a cero, es

$$R_2 = \frac{I_{fsd} R_m}{I_2} = \frac{1\text{ mA} \times 50\ \Omega}{0.5\text{ mA}} = 100\ \Omega$$

La resistencia en paralelo del movimiento y del shunt (R_p) es

$$R_p = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} = \frac{50 \times 100}{150} = 33.3\ \Omega$$

El valor de la resistencia limitadora de corriente, R_1 , es

$$R_1 = R_h - R_p = 2,000 - 33.3 = 1966.7 \, \Omega$$

b) A un 10 por ciento de caída de voltaje de la batería,

$$V_b = 3 \, \text{V} - 0.3 \, \text{V} = 2.7 \, \text{V}$$

La corriente total de la batería I_t es entonces

$$I_t = \frac{V_b}{R_h} = \frac{2.7 \, \text{V}}{2000 \, \Omega} = 1.35 \, \text{mA}$$

La corriente en paralelo (shunt), I_2 es

$$I_2 = I_t - I_{\text{tsd}} = 1.35 \, \text{mA} - 1 \, \text{mA} = 0.35 \, \text{mA}$$

y la resistencia R_2 de ajuste a cero es igual a

$$R_2 = \frac{I_{\text{tsd}} R_m}{I_2} = \frac{1 \, \text{mA} \times 150 \, \Omega}{0.35 \, \text{mA}} = 143 \, \Omega$$

c) La resistencia en paralelo con el movimiento del medidor y el valor nuevo de R_2 es entonces

$$R_p = \frac{R_2 R_m}{R_2 + R_m} = \frac{50 \times 143}{193} = 37 \, \Omega$$

Como la resistencia de media escala R_h es igual a la resistencia total interna del circuito, R_h aumentará a

$$R_h = R_1 + R_p = 1966.7 \, \Omega + 37 \, \Omega = 2003.7 \, \Omega$$

Por lo tanto, el valor real de la marca a media escala del medidor es 2,003.7 Ω , mientras que la marca de la escala real es 2000 Ω . El error porcentual es entonces

$$\% \text{ error} = \frac{2000 - 2003.7}{2003.7} \times 10\% = -0.185\%$$

Ohmetros Digitales

Las limitaciones de los óhmetros analógicos debidas a sus inexactitudes se superan hasta cierto grado en los óhmetros digitales. Las fuentes de poder reguladas con precisión aumentan la exactitud de las fuentes de voltaje internas de los óhmetros digitales, y las pantallas digitales de alta resolución reducen los errores de lectura asociados con las escalas de los medidores analógicos. Sin embargo, como las lecturas digitales no se pueden hacer no lineales, el óhmetro digital genera internamente una corriente constante que se aplica a la resistencia desconocida. Se mide entonces el voltaje a través de

la resistencia desconocida. El voltaje medido es así proporcional a la resistencia. El circuito básico del óhmetro digital también emplea la técnica de “cuatro terminales” (véase la sección “Mediciones de Resistencia de Valores Bajos” en este capítulo, para mayores detalles acerca de mediciones de “cuatro terminales”). Nótese que se deben seguir las mismas precauciones cuando se emplean los óhmetros digitales para mediciones de resistencia que cuando se emplean sus contrapartes analógicas.

PUENTES DE WHEATSTONE

Un *punte* es el nombre que se usa para denotar una clase especial de circuitos de medición. Estos se emplean con mayor frecuencia para hacer mediciones de resistencia, capacitancia e inductancia. Los puentes se emplean para mediciones de resistencia cuando se necesita una determinación muy exacta de una resistencia en particular. El puente más conocido y que se usa más ampliamente es el puente de Wheatstone. Fue inventado por Samuel Christie, pero Charles Wheatstone lo mejoró hasta el punto de producto comercial. Se emplea para medir con exactitud valores de resistencia desde miliohms hasta megohms.

La mayor parte de los puentes de Wheatstone comerciales tienen una exactitud de aproximadamente 0.1 por ciento. Así, los valores de resistencia obtenidos con el puente son mucho más exactos que los obtenidos con el óhmetro o con el voltmetro-ampérmetro.

En la figura 10-10 se muestra el circuito del puente de Wheatstone de cd. En donde R_x es la resistencia que se ha de medir. El puente funciona según el principio de que no pasará corriente a través del galvanómetro de D'Arsonval, muy sensible, que está conectado a los puntos b y c del circuito si no hay diferencia de potencial entre ellos. Cuando no pasa corriente, se dice que el puente está *balanceado*. El estado de balance se logra si el voltaje V_0 se divide en el camino abd por las resistencias R_1 y R_2 en la misma relación que en el trayecto acd por las resistencias R_3 y R_x . Entonces los puntos b y c estarán al mismo potencial. Por ello, si no pasa corriente a través del galvanómetro quiere decir que

$$\frac{R_x}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (10-11)$$

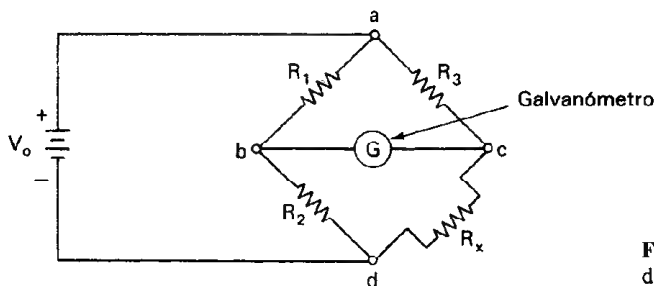


Figura 10-10 Circuito del puente de Wheatstone.

Ahora, si R_x se desconoce y R_1 , R_2 y R_3 se conocen, se puede encontrar R_x mediante

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad (10-12)$$

En la práctica, la relación de R_2 a R_1 se controla mediante un interruptor que cambia esta relación por décadas (es decir, factores de 10). Así, la relación R_2/R_1 se puede ajustar a 10^{-3} , 10^{-2} , 10^{-1} , 1, 10, 10^2 y 10^3 . R_3 es una resistencia ajustable de variación continua. Cuando se logra la indicación a cero, se puede leer directamente la resistencia de los indicadores porque las posiciones de los indicadores corresponden a las variables de la Ec. (10-12). La figura 10-11 es una fotografía de un puente de Wheatstone.

Como se sabe que el valor de resistencia de un resistor cambia con la frecuencia, las resistencias que se emplean en aplicaciones de alta frecuencia se deben medir a la frecuencia de uso. Cuando se llevan a cabo esas mediciones, se emplea una fuente de ca en lugar de una batería. Hay disponibles varios detectores, incluyendo el osciloscopio y aun los audífonos, para determinar el cero o condición de equilibrio.

Puente Ligeramente Desbalanceado

Si se desbalancea ligeramente un puente de Wheatstone (es decir, si hay un cambio en el valor de R_x del que tenía en el equilibrio y éste cambió, ΔR es menor que un 10 por ciento del valor de R_x en el equilibrio), se puede obtener el equivalente de Thévenin del puente visto desde las terminales b y c de la figura 10-10. Este equivalente de Thévenin se puede utilizar para calcular en forma rápida la corriente de desequilibrio que pasa en la rama que incluye el medidor.

En general, para un circuito de puente (figura 10-10) con ligero desequilibrio.

$$R_{TH} = (R_1 \parallel R_2) + (R_3 \parallel R_x) \quad (10-13)$$

y

$$V_{TH} = V_o \frac{R_3 \Delta R}{2R_3 R_x + R_3^2 + R_x^2} \quad (10-14)$$

si son iguales las cuatro resistencias en el equilibrio, como sucede con frecuencia,

$$R_{TH} = R \quad (10-15)$$

$$V_{TH} = V_o \frac{\Delta R}{4R} \quad (10-16)$$

Si el valor de la resistencia interna del medidor, R_m , se conoce, la corriente que pasa a través del medidor cuando está ligeramente en desequilibrio, I_m , se calcula mediante

$$I_m = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_m} \quad (10-17)$$



Figura 10-11 Puente de Wheatstone.
(Cortesía de Beckman Instruments, Inc.,
Cedar Grove Operations.)

Ejemplo 10-3

Un puente de Wheatstone como el que se muestra en la figura 10-10 tiene $R_1 = 100 \Omega$, $R_2 = 40 \Omega$, $R_3 = 500 \Omega$, $V_0 = 10 \text{ V}$, y R_m (la resistencia del galvanómetro) $= 600 \Omega$. Calcúlese a) el valor de R_x cuando el puente está balanceado y b), si el valor de R_x cambia en $+2 \Omega$ en relación de su valor en equilibrio, calcúlese la corriente I_m que pasará por el medidor.

Solución.

a) Con la ecuación (10-12), que describe un puente en equilibrio,

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} = 500 \left(\frac{40}{100} \right) = 200 \Omega$$

b) Si el valor de R_x cambia a 202Ω , se encuentra el valor de I_m mediante la ecuación (10-17). Sin embargo, se deben calcular primero V_{TH} y R_{TH} . Para ello se emplean las ecuaciones (10-13) y (10-14).

$$\begin{aligned} V_{TH} &= V_0 \frac{R_3 \Delta R}{2R_3 R_x + R_3^2 + R_x^2} \\ &= 10 \left[\frac{500 \times 2}{(2 \times 500 \times 202) + (500)^2 + (202)^2} \right] \\ &= 0.02 \text{ V} \end{aligned}$$

y

$$\begin{aligned} R_{TH} &= (R_1 \parallel R_2) + (R_3 \parallel R_x) \\ &= (100 \parallel 40) + (500 \parallel 202) \\ &= 171 \Omega \end{aligned}$$

Entonces I_m se encuentra mediante la ecuación (10-17):

$$I_m = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_m} = \frac{0.02}{171 + 600} = 26 \mu A$$

Aplicaciones de Circuitos de Puentes con Transductores Resistivos

Como se mencionó antes, otra aplicación importante del puente de Wheatstone involucra el monitoreo de valores de resistencia de transductores resistivos. Las ventajas del puente en esos casos son dobles: 1) El equilibrio del puente no se afecta por cambios en el voltaje de excitación, y 2) se pueden mantener las señales de “desequilibrio” del puente lo suficientemente lineales para proporcionar señales de medición adecuadas para muchas aplicaciones. A continuación se analiza la importancia de esas ventajas con mayor detalle.

1. Dado un transductor resistivo R_x en un circuito, como se muestra en la figura 10-12 a) (una configuración de potenciómetro, en lugar de un circuito de puente). El voltaje de excitación V_A es 10,000 V, y R_1 es una resistencia de valor constante. Si $R_1 = R_2$ el voltaje de salida es $V_0 = 5,000$ V. Si el parámetro físico que se está detectando cambia de valor y hace que cambie R_x , V_0 también cambiará. En el circuito de la figura 10-12 a), si R_x cambia en 0.1 por ciento, V_0 cambiará en 5 mV. Un voltmetro digital exacto que mida V_0 indicaría 5.005 V, y se observaría la desviación positiva +0.005 V. Por desgracia, si al mismo tiempo cambiaran, ya sea el voltaje de excitación en +0.02 por ciento, o si el error del medidor fuera 0.02 por ciento, el valor de V_0 mostrado también cambiaría en 1 mV. Así, la cantidad por medir estaría incorrecta en un 20 por ciento.

Por otro lado, si se empleara un circuito de puente, como en la figura 10-12 b) (siendo $R_1 = R_x$ en balance, y $R_2 = R_3$), para el pequeño desequilibrio que se describió arriba (R_x cambia en 0.1 por ciento), el medidor indicaría la diferencia V_{AB} como 0.005 V. Cualquier cambio en la fuente de voltaje sería eliminado ya que los voltajes en los puntos A y B cambiarían en una cantidad esencialmente igual. El error originado

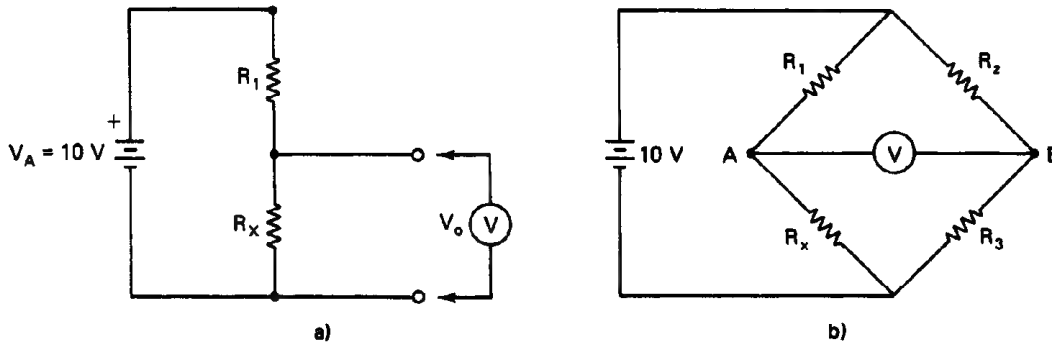


Figura 10-12 a) Configuración del circuito potenciométrico para medir cambios en el transductor resistivo R_x ; b) configuración del circuito de puente empleado para medir cambios en el transductor resistivo R_x .

por la inexactitud del medidor también se podría disminuir empleando un medidor con un rango de voltaje de escala completa menor, o amplificando el voltaje de diferencia con un amplificador de instrumentación (que se describe en el capítulo 15). De este modo, al emplear un circuito de puente en lugar del circuito más sencillo de la figura 10-12 a), se tendría un dispositivo de medición mucho más exacto.

2. En el ejemplo que se acaba de describir, el transductor resistivo en el circuito del puente cambiaba su valor nominal de resistencia en 0.1 por ciento y se suponía que el voltaje de salida del puente cambiaría linealmente cuando cambiara R_x . Esas señales de desequilibrio en los puentes de Wheatstone varían, en efecto, con bastante linealidad cuando cambia R_x , siempre que el cambio porcentual en R_x permanezca menor que ± 10 por ciento. Por ejemplo, si todas las resistencias del circuito del puente de la figura 10-12 tuvieran valores iguales de $100\ \Omega$ en el equilibrio, y R_x fuera un transductor resistivo cuyo valor variara de 90 a $110\ \Omega$, los voltajes y corrientes desarrollados a través del voltmetro en el circuito serían los que se grafican en la figura 10-13. De los datos de la figura 10-13 se ve que la hipótesis de una relación lineal entre los

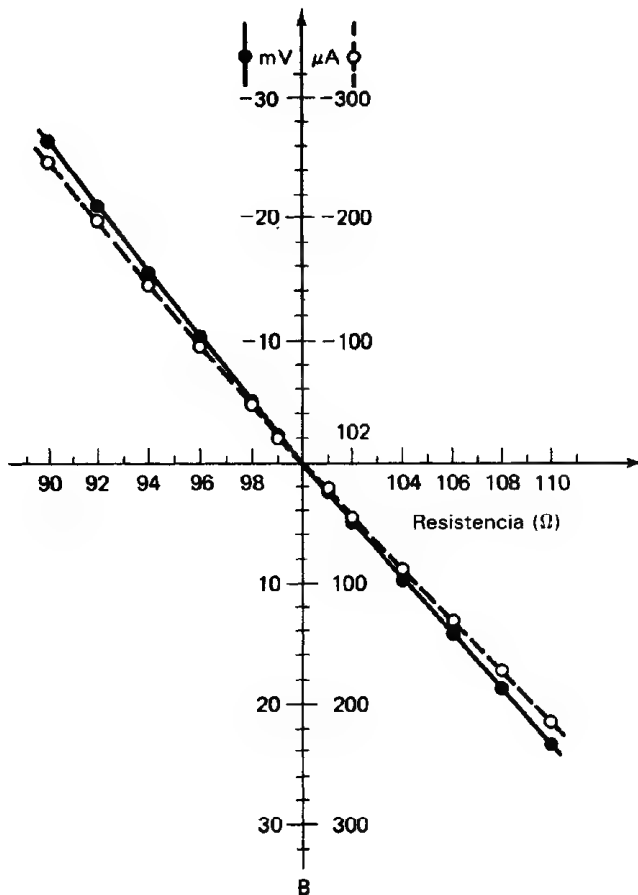


Figura 10-13 Resistencia de desequilibrio contra corriente y voltaje.

cambios de R_x y los cambios en V_{AB} o en I_m (la corriente en la rama entre AB) darán datos con error menor al tres por ciento, siempre que R_x cambie su valor en menos de 10 por ciento de su valor en el equilibrio. Como resultado de este hecho, la señal de desequilibrio de un circuito de puente se puede monitorear para dar una medición exacta del cambio en R_x aun cuando el puente no esté en equilibrio. Esta técnica se emplea mucho para medir la salida de los transductores tales como termómetros de resistencia, medidores de deformación y termistores. Las técnicas de linealización, como se describen en las referencias 4 y 5, pueden reducir aún más el error en los datos obtenidos de las señales del puente en desequilibrio.

Puentes de Resistencia Comercial

Se pueden conseguir en el comercio varios puentes de resistencia. En la figura 10-14 se muestra uno de ellos. Esos instrumentos son básicamente semejantes al puente de Wheatstone, pero algunos también tienen la posibilidad de medir capacitancia e inductancia. Para medir la resistencia se emplean el detector y la fuente de corriente directa. Se tienen varias escalas que permiten un amplio rango.

Método de Sustitución

La técnica para efectuar una determinación en extremo exacta de una resistencia desconocida implica la comparación de su valor con la de una resistencia de alta precisión. Primero se emplea la resistencia desconocida para balancear un puente de resistencia. A continuación se sustituye la resistencia desconocida por una *resistencia ajustable* de precisión. Esa resistencia se varía hasta que de nuevo se encuentra el cero. El valor de la incógnita es igual al valor de la resistencia de precisión en el punto de

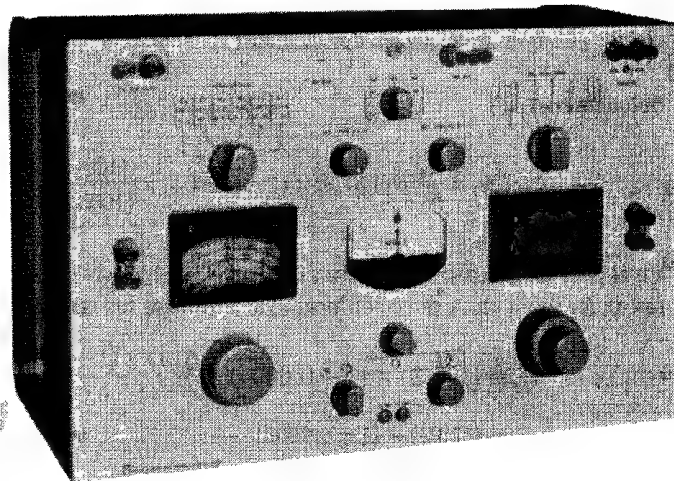


Figura 10-14 Puente de resistencia comercial. (Cortesía de General Radio Corp.)

cero. Mediante este método se evitan los errores del puente y el error sólo depende de la exactitud de la resistencia ajustable.

MEDICIONES CON PUENTE DE WHEATSTONE "BALANCEADO"

1. Conéctese la resistencia desconocida, R_x , a las terminales del puente con contactos buenos y firmes. Esto minimiza la resistencia de contactos.
2. Ajústese la escala del galvanómetro a la posición de menor sensibilidad. (Se conecta entre las terminales del galvanómetro una resistencia variable en paralelo —shunt— para permitir variar la sensibilidad.) Esto evitará daños al movimiento de D'Arsonval si el puente está muy desbalanceado.
3. Ajústense los indicadores de la resistencia variable hasta que se alcance una posición de equilibrio (desviación cero de la aguja del galvanómetro).
4. Muévase a una escala de mayor sensibilidad y llévase de nuevo a cero.
5. Continúese hasta que se alcance la escala de máxima sensibilidad.
6. Calcúlese la resistencia mediante

$$R_x = R_3 \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$$

o bien léase de las posiciones de las perillas.

Ejemplo 10-4

Al medir cierta resistencia con un puente de Wheatstone, se alcanzó el equilibrio cuando $R_2 = 100 \Omega$, $R_1 = 1000$ y $R_3 = 120.3 \Omega$. Se sabe que las resistencias fijas tienen margen de error de ± 0.02 por ciento y que la resistencia variable está dentro de ± 0.04 por ciento. ¿Cuál es la resistencia desconocida?

Solución.

$$R_x = R_3 \times \frac{R_2}{R_1} = (120.3) \times (1 \pm 0.0004) \times \frac{(100) \times (1 \pm 0.0002)}{(1000) \times (1 \pm 0.0002)}$$

En el peor de los casos, los errores de R_3 y R_2 serán en la dirección positiva y los errores de R_1 serán en la dirección negativa. Entonces los errores se suman para dar

$$\begin{aligned} R_x &= (120.3) \times (1 + 0.0004) \times \frac{(0.1) \times (1 + 0.0002)}{(1 - 0.0002)} \\ &= (12.03) \times (1 \pm 0.0008) \\ &= 12.03 \pm 0.01 \Omega \end{aligned}$$

Errores en el Puente

Los errores posibles que surgen al emplear un puente incluyen:

1. Discrepancias entre los valores de resistencias reales y los declarados en las tres ramas conocidas del circuito de puente. Se puede calcular este error partiendo de las tolerancias de las resistencias.
2. Cambios en los valores de las resistencias conocidas, debidos a los efectos de autocalentamiento.
3. Voltajes térmicos en el puente o en el galvanómetro originados por diferentes materiales en contacto a temperaturas ligeramente diferentes.
4. Error en el punto de equilibrio, causado por falta de sensibilidad del galvanómetro.
5. Resistencias de las puntas de prueba y de los contactos, cuando se hacen mediciones de baja resistencia.

MEDICION DE RESISTENCIA DE BAJO VALOR

Al tratar de determinar el valor de resistencia relativamente pequeñas (p. ej., menores de 1Ω), las puntas de prueba de los instrumentos de medición y los contactos reales entre las puntas y la resistencia desconocida pueden originar errores significativos. El puente de Kelvin de la figura 10-5 resuelve el problema y permite hacer mediciones exactas en el rango de 1Ω hasta 0.0001Ω .

El divisor de voltaje de la derecha contiene una resistencia en extremo baja (R_3 y la desconocida, R_x), y la resistencia de los conductores R_w (entre R_3 y R_x) causaría un error del 10 por ciento si el galvanómetro se conectara de manera directa a la parte inferior de R_3 . Si se conecta el medidor a la parte superior de R_x no se corregiría el problema porque R_w originaría entonces un cambio en R_3 del 5 por ciento.

La solución es separar la caída de voltaje que se tiene a través de R_w en la misma relación que R_1 entre R_2 . Esto se hace con mucha facilidad sumando dos resistencias al circuito, R_5 y R_6 , como se muestra en la figura 10-15, con

$$\frac{R_5}{R_6} = \frac{R_1}{R_2} \quad (10-18)$$

Milióhmetros

También se puede emplear el *milióhmetro* para medir resistencias de bajo valor. Típicamente se emplea un amplificador para aumentar la sensibilidad del voltmetro del instrumento. Algunas veces se suministra una corriente alterna de baja frecuencia mediante una fuente interna de manera que se pueda utilizar un amplificador de ca para evitar el corrimiento inherente a los amplificadores de cd.

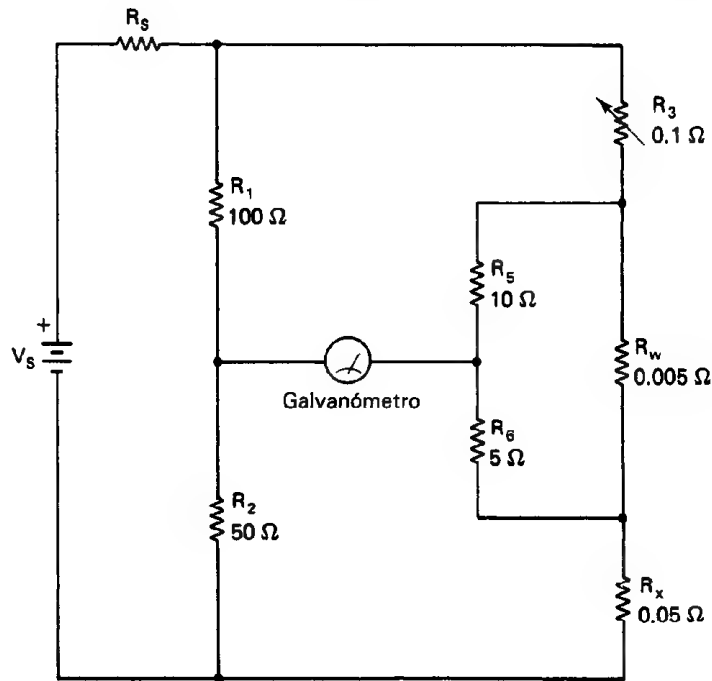


Figura 10-15 Puente de Kelvin para mediciones de resistencias bajas.

Megóhmetros

Los megóhmetros son un tipo especial de óhmetros que se emplean para medir resistencias muy altas. El rango de resistencias que se puede medir es de $0.01 \text{ M}\Omega$ hasta $10,000 \text{ M}\Omega$. Para permitir llevar a cabo las mediciones, estos instrumentos proporcionan de 50 V hasta $15,000 \text{ V}$. Como resultado, aunque estos instrumentos tienen límites de corriente, se deben emplear con precaución. Esto es, si se emplea el instrumento incorrecto, se puede dañar el aislamiento de un sistema que se esté probando si se aplica voltaje demasiado alto. Por ejemplo, si se aplicaran $15,000 \text{ volts}$ a un cable de instrumentación de 300 volts , es seguro que se dañaría éste. Es probable que se produciría un arco eléctrico y ya no se podrían quitar las trayectorias carbonizadas creadas por ese arco.

Los megóhmetros se emplean para determinar si existen conductos de baja resistencia entre, p. ej., el devanado de un motor y tierra, entre alambres o cables, de un aparato a tierra, y de un aparato eléctrico a un aparato mecánico. Se deben verificar con un megóhmetro todas las instalaciones subterráneas de cables antes de aplicar corriente a ellas.

El megóhmetro que se muestra en la figura 10-16 tiene una salida de 500 V y es capaz de medir hasta $100 \text{ M}\Omega$. También es capaz de medir voltajes de corriente alterna y valores bajos de resistencia, de 0 a 100Ω . Tiene un dispositivo de seguridad para el

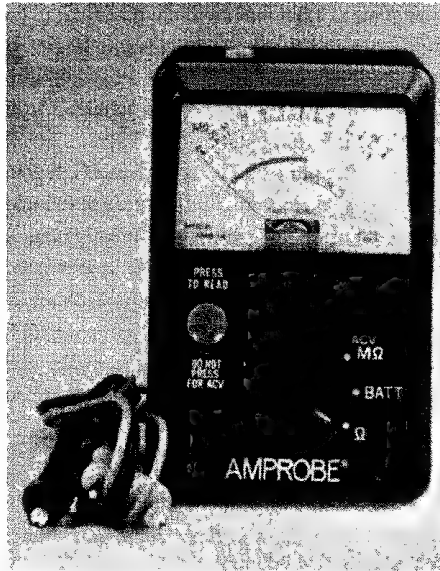


Figura 10-16 Megóhmetro. (Cortesía de Amprobe Instrument.)

operador, interconstruido. Esto es, se debe emplear una mano para apretar el botón para aplicar los 500 volts a las puntas de prueba.

La norma IEEE No. 43 sugiere los valores mínimos de resistencia que deben existir en los equipos que trabajan con especificaciones de voltaje estándar (tabla 10-3). Estas especificaciones se basan en una temperatura de aislamiento de 40°C. A esa temperatura, se debe aplicar una corrección. Por cada 10°C por encima de 40°C, se deben multiplicar por 2 los valores de la tabla 10-3. Por cada 10°C por debajo de 40°C, la indicación debe ser la mitad que la mostrada en la tabla. Por ejemplo, una lectura de resistencia que indique 15 MΩ tomada a una temperatura de aislamiento de 20°C es equivalente a una resistencia de $(15 \text{ M}\Omega) (\frac{1}{2}) (\frac{1}{2}) = 3.75 \text{ M}\Omega$ a 40°C. Hay

TABLA 10-3 LECTURAS DE RESISTENCIA RECOMENDABLES PARA EQUIPO INDUSTRIAL ESTANDAR

Capacidad de voltaje del equipo	Resistencia recomendada (MΩ)	Voltaje de prueba recomendado para el megóhmetro	Voltaje recomendado para prueba destructiva del aislamiento
115	1.1	500 V	—
230	1.23	500	2480 V cd
460	1.46	500 o 1000	3300 V cd
2300	3.3	1000 o 2500	9480 V cd
4000	5.0	1000 o 5000	16,330
6600	7.6	1000 o 5000	24,100

Fuente: Norma IEEE No. 43.

un factor más de corrección basado en el año y el tipo de aislamiento que se está probando. Se debe consultar al fabricante original o a la norma IEEE para conocer estos factores.

Se deben observar las siguientes directrices al efectuar mediciones con un megóhmetro. Primero, se debe tomar la lectura de resistencia después de haber aplicado el voltaje durante un periodo constante de prueba (lo usual es 60 segundos). Segundo, el voltaje aplicado no debe ser ni mayor ni menor que lo recomendado. Tercero, úsese siempre el mismo tiempo y voltaje al comparar lecturas. Investíguese si hay tendencias en cambios de resistencia y no se debe esperar obtener la misma lectura en distintos lugares del equipo. Una prueba con megóhmetro no detectará agujeros en el aislamiento; sin embargo, estos agujeros después de cierto periodo de tiempo pueden dar como resultado esfuerzos de voltaje muy altos, descarga de corona y falla eventual del aislamiento. Esto es la causa de que sea muy importante documentarse al respecto de las tendencias de la resistencia.

P R O B L E M A S

1. ¿Cómo cambia la resistencia de un conductor
 - a) triplicándolo?
 - b) triplicando su sección transversal?
 - c) cambiándolo, si es de cobre, por aluminio?
2. Calcúlese la resistencia de un alambre de cobre cuyo diámetro es de 3 mm y cuya longitud es de 5 m. Repítase el cálculo para un conductor de aluminio de las mismas dimensiones.
3. Un alambre de aluminio cuya longitud es de 50 m tiene una resistencia de 2.0Ω . Calcúlese su diámetro en pulgadas.
4. Conviértanse las siguientes cantidades de pulgadas a mils circulares. Aproximadamente, ¿qué números de calibre tendrían los alambres de esos diámetros?
 - a) 0.054 pulgadas.
 - b) 0.29 pulgadas.
 - c) 0.76 pulgadas.
5. ¿Cuál es el área, en mils circulares, de un conductor cuyas dimensiones transversales son 0.3 pulgadas por 0.25 pulgadas?
6. Si una fuente de 115 V se conecta a los extremos de una resistencia de 57Ω , ¿cuánta corriente pasará por ella?
7. Una resistencia cuyo valor es $0.71 \text{ M}\Omega$ tiene una corriente de 0.33 mA a través de ella. ¿Cuál es el voltaje entre los extremos de la resistencia?
8. Si la armadura de un motor de arranque automotriz tiene una resistencia de 0.028Ω , y el automóvil emplea un acumulador de 12 V, calcúlese la corriente que toma el motor de arranque cuando se conecta con el acumulador. ¿Cuál es la conductancia de ese motor?
9. ¿Cuál es la unidad que se usa para describir el coeficiente de temperatura de una resistencia? Explíquese el significado de la unidad.
10. Si una resistencia de alambre de nicromo arrollado es de 75Ω a 42°C , calcúlese la resistencia de ese elemento a 70°C . (El coeficiente de temperatura del nicromo es $+0.0004$.)

11. Menciónese el código de color que se usaría para identificar las siguientes resistencias de composición de carbón.

a) $4700\ \Omega$, $\pm 20\%$	b) $330\ \Omega$, $\pm 5\%$	e) $16.2\ \text{k}\ 1\%$
c) $5.1\ \Omega$, $\pm 10\%$	d) $1000\ \Omega$, $\pm 20\%$	f) $845\ \text{k}\ 1\%$
12. Una lámpara incandescente de tungsteno de $70\ \text{W}$ y $120\ \text{V}$ tiene una resistencia de $10.5\ \Omega$ cuando no pasa corriente a través de ella. ¿Cuál es la resistencia de la lámpara cuando se conecta a una fuente de $120\ \text{V}$?
13. Se reciben dos resistencias sin valor marcado. Sin embargo, se sabe que una es de $250\ \Omega$, $5\ \text{W}$ y la otra es de $50\ \Omega$. ¿Cómo se puede identificar sólo por inspección la de $50\ \Omega$ y $25\ \text{W}$?
14. Si una resistencia de $4700\ \Omega$ lleva una corriente de $20\ \text{mA}$, ¿cuánta potencia disipa? ¿Cuál debe ser su capacidad en potencia para tener un diseño seguro?
15. Diseñese un divisor de voltaje cuyas salidas sean $1.0\ \text{V}$, $3.0\ \text{V}$, $7.5\ \text{V}$ y $15\ \text{V}$. Supóngase que la fuente de voltaje es una batería de $15\ \text{V}$ y que no se toma corriente de las terminales de salida. ¿Cuál es la potencia disipada?
16. Explíquese la diferencia entre un *reóstato* y un *potenciómetro*.
17. Hágase una lista de algunos de los factores que limitan la exactitud del puente de Wheatstone.
18. Calcúlese el valor de la resistencia desconocida en el puente de Wheatstone balanceado que se muestra en la figura P10-1.

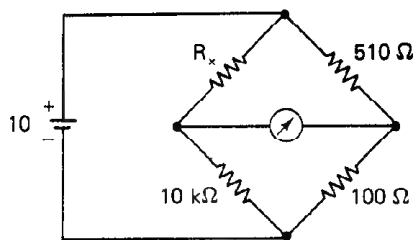


Figura P10-1

19. El puente de Wheatstone de la figura P10-2 tiene $R_1 = 250\ \Omega$, $R_2 = 750\ \Omega$, y R_3 es una caja de décadas con pasos de $100\ \Omega$ hasta $0.1\ \Omega$. Se conocen R_1 y R_2 con exactitud de ± 0.02 por ciento de falla y las resistencias de la caja de décadas con exactitud de ± 0.05 por ciento de falla. Si se ajusta R_3 a $153.7\ \Omega$ cuando se tiene estado de equilibrio, calcúlese
 - a) R_x .
 - b) el error porcentual que existe en el valor calculado de R_x .

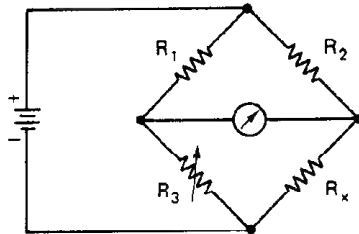


Figure P10-2

R E F E R E N C I A S

1. Stout, M. B., *Basic Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas Básicas), 2a. ed., Caps. 4 y 5. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1960.
2. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de Instrumentos Eléctricos Básicos), Cap. 27. New York: McGraw-Hill, 1972.
3. Oliver, B. M., y Cage, J. M., eds., *Electronic Measurements and Instrumentation* (Mediciones Electrónicas e Instrumentación). Cap. 27. New York: McGraw-Hill, 1972.
4. Sheingold, D. H., *Transducer Interfacing Handbook* (Manual de Interconexiones de Transductores). Norwood, Mass.: Analog Devices, Inc., 1981.
5. Sheingold, D. H., ed., *Non-Linear Circuits Handbook* (Manual de Circuitos no Lineales). Norwood, Mass.: Analog Devices, Inc., 1976.
6. Kaufman, M. y Seidman, A. H., eds., *Handbook for Electronic Engineering Technicians* (Manual para Técnicos de Ingeniería Electrónica). Cap. 1. New York: McGraw-Hill, 1985.

Medición de Capacitancia, Inductancia e Impedancia

Este capítulo abarca los conceptos de capacitancia, inductancia e impedancia. La primera mitad describe las propiedades de los capacitores, inductores y transformadores como componentes eléctricos, además de los papeles que juegan en el comportamiento de los circuitos eléctricos. En la segunda mitad del capítulo, se describen varias técnicas para medir la capacitancia, inductancia e impedancia.

CAPACITANCIA Y CAPACITORES

Los cuerpos materiales que poseen cargas eléctricas opuestas se atraen entre sí por una fuerza cuya intensidad se calcula mediante la Ley de Coulomb. Para ayudar a representar esta fuerza, se puede calcular un campo eléctrico y un voltaje entre esos cuerpos. Se ha observado que, para cada configuración particular de dos cuerpos cargados en la que la forma y la separación de dichos cuerpos permanecen fijos, la relación de carga a voltaje que existe entre ellos es una constante. Esta observación se expresa matemáticamente como

$$\frac{q}{v} = C \quad (11-1)$$

A la constante C se le llama la *capacitancia* de la configuración geométrica en particular. Planteándolo de otro modo, la *capacitancia* es la cantidad de carga que la

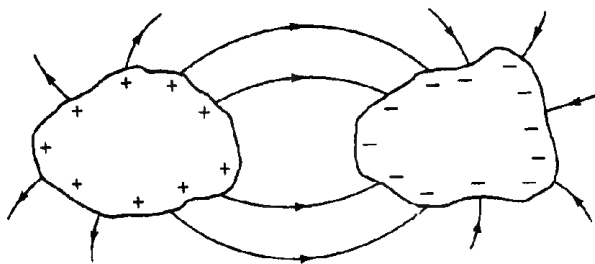


Figura 11-1 Dos cuerpos separados por una distancia fija (y que no están conectados mediante algún conductor) almacenarán una cantidad constante de carga por cada volt de diferencia de potencial entre ellos.

configuración puede almacenar por cada volt de diferencia de potencial que existe entre los dos cuerpos (figura 11-1).

Si se construye un elemento de circuito de modo que posea deliberadamente un valor determinado de capacitancia, a ese elemento se le llama *capacitor*. La unidad de capacitancia es el farad (F) y se expresa como

$$1 \text{ farad} = \frac{1 \text{ coulomb de carga almacenada}}{1 \text{ volt}} \quad (11-2)$$

Un coulomb es una cantidad muy grande de carga y la cantidad de carga almacenada por cada volt en la mayoría de los capacitores reales es mucho más pequeña que un coulomb. Esto hace que el farad sea demasiado inadecuado para describir la capacitancia de los capacitores reales. Como resultado, es más común ver la capacitancia de configuraciones particulares y capacitores expresadas en picofarads ($1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$), o en microfarads ($1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ F}$). (En español, se usan las palabras microfaradios y picofaradios.) Por ejemplo, los capacitores grandes que se emplean en los filtros de fuentes de poder tienen valores de capacitancia de 10 a 1000 μF . Los capacitores con valor pequeño que se emplean en instrumentos de radiocomunicación tienen valores de capacitancia entre 25 y 500 pF.

El símbolo de circuito que se emplea para el capacitor es ya sea $\text{---}\text{||}\text{---}$ o $\text{---}\text{||}\text{---}$ o $\text{---}\text{||}\text{---}$ (el último representa a los capacitores variables). Se emplea la configuración especial de dos placas de metal paralelas separadas por una distancia muy pequeña para construir casi todos los elementos de circuito que se utilizan como capacitores. Estos capacitores se llaman *capacitores de placas paralelas*, y en la figura 11-2 se muestra un ejemplo de su forma. El valor de la capacitancia para estructuras de placas paralelas se calcula mediante la ecuación

$$C = \frac{K\epsilon_0 A}{d} \quad (11-3)$$

en donde K es la constante dieléctrica relativa, ϵ_0 es la permitividad del espacio libre (y es una constante cuyo valor es $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$), A es la superficie de las placas (en metros cuadrados), y d es la distancia entre las placas (en metros). De la ecuación (11-3) se puede ver que para aumentar el valor de la capacitancia de una estructura de placas paralelas, se puede ya sea aumentar su superficie, el valor de la constante dieléctrica, o disminuir la distancia entre las placas.

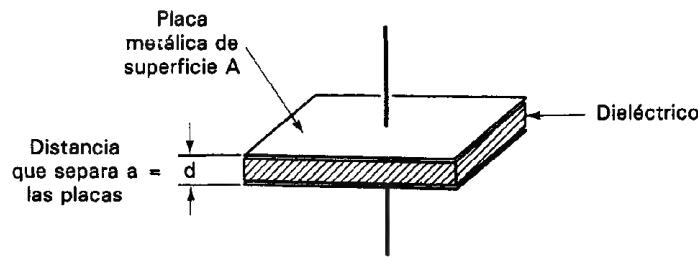


Figura 11-2 Capacitor de placas paralelas.

También puede existir capacitancia entre conductores de otras formas y separaciones no paralelas (p. ej., en la figura 11-1). Cuando se tienen configuraciones con forma irregular que originan capacitancias, se deben emplear técnicas de cómputo más elaboradas que la ecuación (11-3) para calcular sus valores de capacitancia resultantes. Esos cálculos no se describen en este texto.

Dieléctricos

Un dieléctrico es un material aislante colocado entre las placas de un capacitor, para aumentar el valor de la capacitancia. Se pueden obtener muchos valores diferentes de capacitancia a partir de dos placas paralelas del mismo tamaño y separación utilizando diferentes dieléctricos.

La constante dieléctrica relativa K que se presentó en la ecuación (11-3) es el parámetro que indica en cuánto puede aumentar la capacitancia, en relación con el espacio vacío, un dieléctrico particular introducido entre las placas del capacitor.

Reactancia Capacitiva

Si el voltaje a través de un capacitor varía con el tiempo, se ve de la ecuación (11-1) que el voltaje cambiante origina un cambio en la carga almacenada en el capacitor. Este almacenamiento de carga debe ir acompañado de un flujo de corriente hacia, o desde el capacitor. Ya que la corriente es la velocidad de flujo de carga, la corriente requerida es directamente proporcional a la velocidad de cambio del voltaje del capacitor. Sin embargo, el voltaje a través de un capacitor no puede cambiar instantáneamente ya que un cambio de voltaje discontinuo instantáneo necesitaría de una corriente infinita. Así, el capacitor reacciona contra los cambios de voltaje a través de él; o sea presenta una impedancia o *reactancia capacitiva*, X_c . La reactancia capacitiva tiene unidades de ohms y depende de la frecuencia de acuerdo a la siguiente ecuación

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{\omega C} \quad (11-4)$$

siendo f la frecuencia de la señal aplicada. Mientras mayor sea la frecuencia, la capacitancia presenta menos reactancia al flujo de la carga. La ecuación (11-4) también indica que un capacitor aparece como un circuito abierto (impedancia infinita) a un voltaje de corriente directa ($X_c \rightarrow \infty$ a medida que $f \rightarrow 0$).

Seguridad con los Capacitores

Un capacitor cargado almacena energía. Si el capacitor tiene un valor grande de capacitancia y está cargado con alto voltaje, la cantidad de energía almacenada puede ser bastante grande. Durante la descarga, la energía se libera por la corriente que pasa por la conexión entre las placas. Si esa descarga ocurre en forma accidental a través de un ser humano, el choque eléctrico que se provoca puede ser molesto y doloroso, o aun hasta mortal. Debido a que un capacitor cargado no se distingue de uno descargado, este representa un peligro oculto para la seguridad. Esto significa que si un capacitor se carga durante su uso, se debe descargar antes de manipularlo o volverlo a guardar en su lugar.

Siempre se debe descargar un capacitor a través de una resistencia adecuada. Si sólo se ponen en cortocircuito las terminales, fácilmente se puede dañar un capacitor en buen estado. Por lo tanto, no se aceptan métodos como el conectar las terminales del capacitor cargado entre sí mediante un destornillador.

Capacitancia Parásita

Como se hizo notar anteriormente, la capacitancia puede existir y de hecho existe entre conductores que están a distintos potenciales, sin importar su forma. Se tienen varias configuraciones de elementos de circuito y de puntas de prueba que con frecuencia presentan esa capacitancia. Generalmente, el efecto de capacitancia no es planeado y es indeseable porque aparece como un elemento adicional de capacitancia en un circuito o sistema. Por este motivo, es usual llamarle *capacitancia parásita*. A veces los efectos de la capacitancia parásita son pequeños y se pueden despreciar; otras veces, los efectos pueden ser relativamente grandes y pueden originar cambios significativos en la conducta de un circuito. Por ejemplo, a altas frecuencias la capacitancia parásita puede desviar grandes cantidades de energía de señal que deberían transferirse en realidad a otros puntos en el circuito. Cuando la capacitancia parásita es significativa, se debe reducir o incluir su magnitud en el análisis del circuito o diseño del sistema de medición. En la figura 11-3 se muestran ejemplos de situaciones que pueden dar lugar a capacitancia parásita.

La figura 11-3 a) muestra dos conductores con corriente que también están a diferentes potenciales. Se establece un efecto capacitivo por la diferencia de potencial entre ellos. La figura 11-3 b) muestra cómo se presenta un efecto capacitivo entre las vueltas de una bobina en un inductor. Debido a la proximidad y a la caída de voltaje entre las vueltas vecinas (una caída pequeña, pero medible), se presenta una capacitancia parásita. El capítulo 16 describe en forma detallada la manera en que los efectos de capacitancia parásita pueden conducir a una interferencia de ruido externo acoplado capacitivamente en los sistemas de medición.

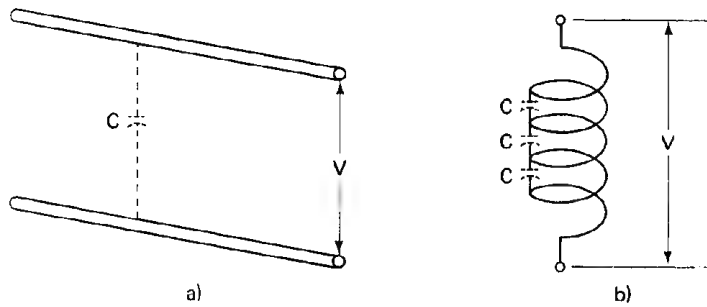


Figura 11-3 Efectos de capacitancia parásita: a) capacitancia parásita entre dos conductores de corriente a diferentes potenciales; b) capacitancia parásita que surge entre las espiras vecinas de una bobina.

MODELOS Y PERDIDAS DE CIRCUITOS DE CAPACITORES

Un elemento capacitor ideal almacena, mas no disipa energía. Es un elemento sin pérdidas. Sin embargo, un capacitor real siempre tiene algunas pérdidas relacionadas con su funcionamiento. A continuación se analiza la estructura de los capacitores reales para descubrir las fuentes de los principales mecanismos de pérdida.

Si el dieléctrico que separa las placas del capacitor fuera un aislador perfecto y si los conductores y las placas se pudieran fabricar de materiales conductores perfectos, el capacitor no disiparía energía durante su carga y descarga. Sin embargo, como los dieléctricos reales no son aisladores perfectos, en realidad originan algo de pérdida de energía cuando el capacitor trabaja en un circuito. Esta *pérdida de dieléctrico* depende de qué tan imperfecto sea el dieléctrico y de la frecuencia del voltaje aplicado.

En el caso especial de aplicarse un voltaje de cd una pequeña corriente fluye a través del capacitor debido a los pocos portadores de carga libres que existen en el dieléctrico. (Mientras más se asemeje el dieléctrico a un aislador perfecto, menores serán los portadores de carga libres.) A esa corriente se le llama *corriente de fuga*. Los dieléctricos de poliestireno y de mylar presentan las menores corrientes de fugas. Los capacitores electrolíticos tienen algunas de las más altas corrientes de fuga. La humedad y los defectos en la encapsulación del capacitor o en su empaquetado, pueden a veces originar corriente de fugas adicionales.

Las demás pérdidas principales de un capacitor involucran las llamadas *pérdidas resistivas* o *pérdidas de placas*. Se deben a la resistencia del material del que se fabrican las placas y las terminales del condensador. A altas frecuencias el capacitor se carga y descarga parcialmente a altas velocidades. Cada vez que la corriente fluye hacia dentro o hacia fuera de un capacitor, debe fluir a través de esos conductores perdiendo algo de energía. Además, la resistencia de los conductores puede ser mucho mayor a altas frecuencias que su valor de resistencia para corriente directa. Por lo tanto, a frecuencias altas el efecto de pérdida debido a la resistencia se puede volver bastante significativa.

Esas pérdidas de placas, al igual que las pérdidas de dieléctrico, se hacen aparentes como calor generado durante la operación del capacitor. Por lo tanto, se deben mantener en un nivel razonable para evitar daños al elemento por calentamiento excesivo.

Las pérdidas totales de un capacitor real se pueden tomar en cuenta al crear un modelo de circuito equivalente del capacitor en el análisis de circuitos. Un modelo que se emplea con frecuencia es una resistencia conectada en paralelo con un capacitor ideal. Se llama *modelo paralelo* [figura 11-4 a)]. La corriente de fuga de un capacitor se puede suponer que fluye a través de la resistencia de ese modelo. Mientras menor sea la corriente de fuga que exista para un voltaje dado, mayor es la *resistencia de fuga*, R_p . (Se considera que $100\text{ M}\Omega$ o más es una alta resistencia de fuga. Una baja resistencia de fuga sería $1\text{ M}\Omega$ o menos.)

Otro modelo que también se emplea para representar los capacitores es el *modelo en serie*; se muestra en la figura 11-4 b). No es tan fácil asociar una corriente de fuga con este modelo, pero es más útil que el modelo paralelo para analizar ciertos circuitos. Se le menciona aquí debido a que se emplea en algunos de los circuitos de los instrumentos de medición de capacitancia que se describen en una sección posterior.

Ambos modelos de circuitos equivalentes paralelo y en serie de un capacitor, dependen de la frecuencia. Esto significa que el valor de los elementos que se emplean en ellos está sujeto a variaciones con la frecuencia aplicada. Sin embargo, la mayoría de los capacitores tienen un rango de frecuencias en el que C y R permanecen aproximadamente constantes (véase la tabla 11-1). Siempre que se use el capacitor en este rango, se pueden emplear con confianza los modelos sencillos de la figura 11-4. (Los valores de C y R se determinan por medición.)

El factor de disipación o pérdida, D , también depende de la frecuencia. Se define este factor como la relación de la conductancia a la reactancia capacitiva de un capacitor. Para el modelo paralelo, D se calcula mediante

$$D = \frac{1}{\omega C_p R_p} \quad (11-5)$$

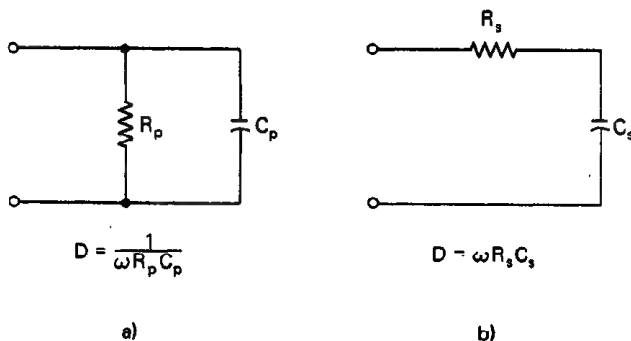


Figura 11-4 Modelos de circuitos equivalentes de capacitores: a) en paralelo; b) en serie.

TABLA 11-1 VARIOS TIPOS DE CAPACITORES Y SUS CARACTERÍSTICAS^a

Dieléctrico	Valores disponibles de capacitancia	Tolerancias (%)	Resistencia de fuga (MΩ)	Rangos de voltaje máximo	Rangos útiles de frecuencia (Hz)
Mica (plateado)	1 pF–0.1 μF	±1 a ±20	1000	500–75 kV	10 ³ –10 ¹⁰
Cerámica (baja pérdida)	1 pF–0.001 μF	±5 a ±20	1000	6000 V	10 ³ –10 ¹⁰
Cerámica (alta K)	100 pF–0.1 μF	+100 a –20	30–100	100 V o menor	10 ³ –10 ⁸
Papel (empapado en aceite)	1000 pF–50 μF	±10 a ±20	100	100 V a 100 kV	100–10 ⁸
Poliestireno	500 pF–10 μF	±0.5	10,000	1000 V o menor	0–10 ¹⁰
Mylar	5000 pF–10 μF	±20	10,000	100 V a 600 V	100–10 ⁸
Electrolítico	0.47 μF–0.7 F	±100 a –20	1	500 V o menor	10–10 ⁴
Aire-variable	Desde 10 pF (sin malla) hasta 500 pF (con malla)	±0.1			

^a Adaptado de B. D. Wedlock and J. K. Roberge, *Electronic Components and Measurements* (Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1969), p. 96.

Aquí ω es la frecuencia del voltaje aplicado y C_p y R_p son los valores de los elementos del modelo paralelo medidos a la frecuencia aplicada. Para el modelo en serie, D se calcula mediante

$$D = \omega C_s R_s |_{\omega} \quad (11-6)$$

siendo C_s y R_s los valores de los elementos de capacitancia y de resistencia de este modelo, medidos a la frecuencia aplicada. El factor de disipación también se define como la relación de la cantidad de energía disipada por cada medio ciclo con respecto a la energía promedio almacenada por cada medio ciclo. En cierto sentido, es una medida de la eficiencia de un capacitor para almacenar y después descargar energía. Los valores típicos para capacitores comerciales van desde 0.001 hasta 0.0001. Mientras menor sea el valor, mejor será el capacitor. Algunos fabricantes emplean el término *factor de calidad* y no el de *factor de disipación*. Estos términos simplemente son recíprocos entre sí.

En un capacitor ideal, D sería cero si R_p fuera infinito o si R_p fuera cero. En un capacitor real, mientras mayor sea el valor de D , mayor será la pérdida general. Los valores de D varían desde aproximadamente 0.1 en los capacitores electrolíticos hasta aproximadamente 10^{-4} en los de poliestireno.

Además de las pérdidas de un capacitor, hay otros parámetros que representan una desviación del comportamiento eléctrico con respecto al de la estructura ideal de un capacitor. El más importante de ellos es la *ruptura del dieléctrico*. Cuando el voltaje a través de un dieléctrico rebasa un determinado valor, las ligaduras que restringen a los electrones unidos a los átomos del material se rompen violentamente. Esto ocasiona que pase una gran corriente a través del capacitor y a esto se le llama *ruptura del dieléctrico*. El valor del campo eléctrico al cual se produce la ruptura se llama *fuerza dieléctrica* del material.

El voltaje máximo que puede resistir un capacitor dado es el producto de la fuerza dieléctrica y del espesor de su capa dieléctrica. A esto se le llama *voltaje de ruptura del capacitor*. Si se opera un capacitor a los valores especificados de voltaje y temperatura (interna) del núcleo, puede obtenerse la *vida esperada* de dicho capacitor. Si bien a menudo se define la vida esperada (probable) como el tiempo estadístico necesario para generar una falla en 25 unidades, basado en un nivel de confianza del 60 por ciento, esta definición varía entre los diferentes fabricantes. Haciendo trabajar al capacitor a un voltaje reducido y a baja temperatura del núcleo, la esperanza de vida del capacitor se puede aumentar fácilmente en tres órdenes de magnitud. Las temperaturas del núcleo se pueden reducir bajando las fluctuaciones de corriente y el factor de disipación.

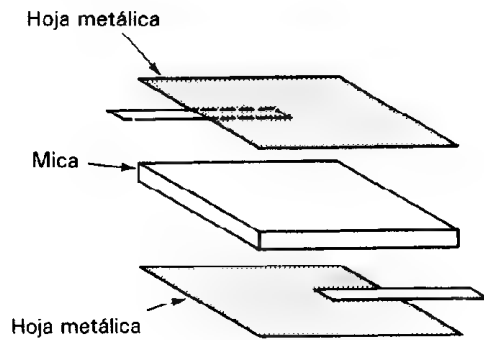
TIPOS DE CAPACITORES

Los capacitores prácticos se fabrican con varias combinaciones de conductores y dieléctricos. Las familias de capacitores se basan en el tipo de dieléctrico empleado, como mica, cerámica, papel o aceite.

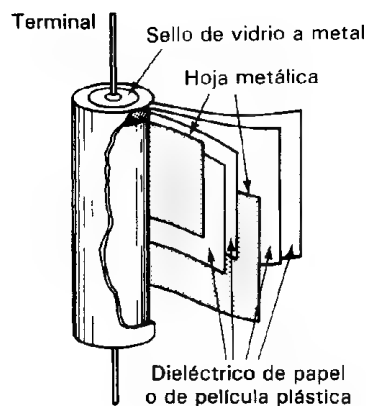
La mica es un mineral transparente con alta fuerza dieléctrica que fácilmente se separa en hojas uniformes cuyo espesor puede ser tan bajo como 0.0001 pulgadas. Tiene un alto voltaje de ruptura y químicamente es casi inerte.

Los *capacitores de mica* se fabrican en formas redondas, rectangulares o irregulares. Se fabrican intercalando capas de hoja metálica y de mica, como se muestra en la figura 11-5 a). A veces se deposita plata sobre la mica en lugar de la hoja metálica. La pila resultante de hojas de metal y mica se sujeta firmemente y se encapsula en un paquete de plástico.

Los capacitores de mica tienen corriente de fuga y factores de disipación muy pequeños. Las capacitancias disponibles son desde 1 pF hasta 0.1 μF , con tolerancias de ± 1 hasta ± 20 por ciento. La capacitancia se limita a este valor superior rela-



a)



b)

Figura 11-5 Construcción de capacitores de mica, papel y plástico: a) de mica; b) de papel y de plástico.

tivamente pequeño debido a que la mica no es lo suficientemente flexible para poder enrollarse en tubos. Como resultado de ello, no se pueden hacer de tamaño pequeño los capacitores de mica.

Comercialmente existen dos tipos diferentes de *capacitores de cerámica*: el de baja pérdida y baja constante dieléctrica, y el de alta constante dieléctrica (figura 11-6). Los de baja pérdida tienen una muy alta resistencia de fuga ($1000\text{ M}\Omega$) y se pueden emplear en aplicaciones de alta frecuencia, casi tan bien como los capacitores de mica.

Los de alta constante dieléctrica dan un valor grande de capacitancia en volumen pequeño. Sin embargo, su valor de capacitancia puede cambiar mucho con variaciones de temperatura, voltaje de cd y frecuencia. Esto se debe a que las constantes dieléctricas de los capacitores de alta K dependen mucho de esas variables. Así, este tipo de capacitor es adecuado sólo si no se necesita un valor exacto de capacitancia (como en acoplamiento de circuitos o aplicaciones de rodeo). Los valores de capacitancia de los capacitores de alta K van desde 100 pF hasta $0.1\text{ }\mu\text{F}$. Un rango típico de tolerancia es de $+100$ a -20 por ciento de su valor nominal.

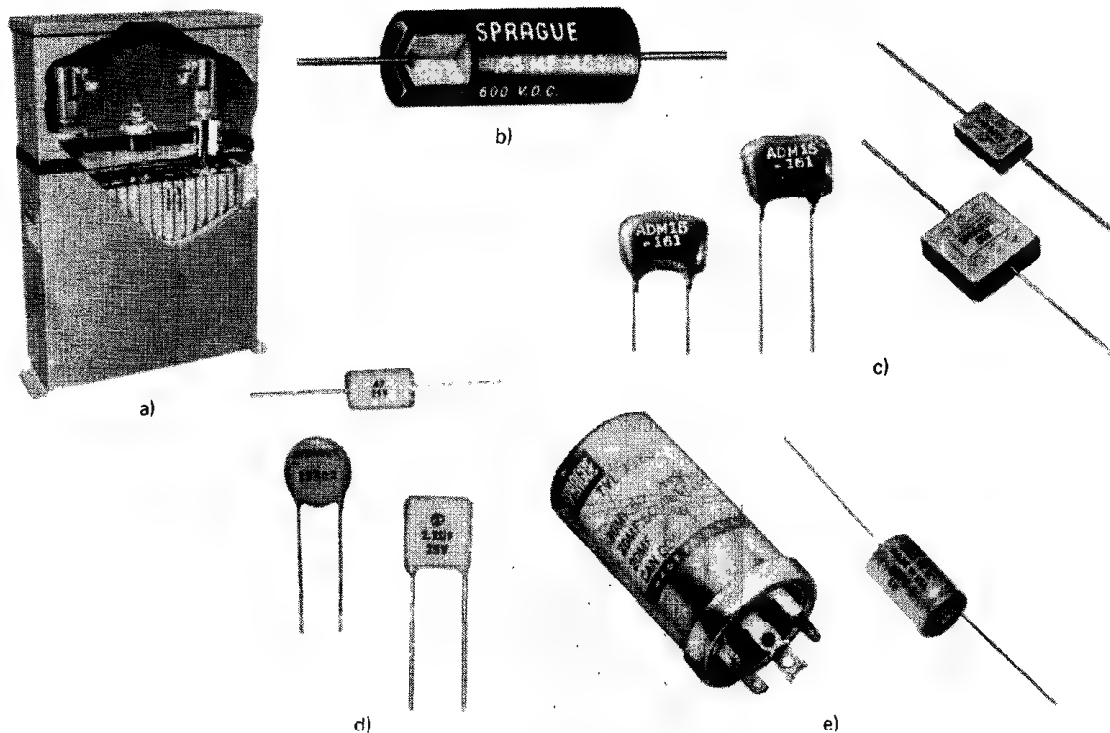


Figura 11-6 Tipos comunes de capacitores: a) capacitor de papel lleno de aceite (Cortesía de Westinghouse Corp.); b) corte de un capacitor de película plástica (Cortesía de Sprague Electric Co.); c) unidades de mica (tipos moldeados y sumergidos) (Cortesía de Sprague Electric Co., y Aerovox); d) capacitores de cerámica (Cortesía de Sprague Electric Co.); e) capacitores electrolíticos (Cortesía de Cornell-Dubiller Corp. y Sprague Electric Co.).

La construcción tipo disco que se emplea para fabricar capacitores de cerámica se muestra en la figura 11-7. Un disco o placa de cerámica se cubre con metal en ambas caras. Se fijan las terminales al metal y el capacitor resultante se empaca en una cubierta de plástico o de cerámica para protegerlo de la humedad y demás condiciones del ambiente. El valor de la capacitancia se imprime directamente en el cuerpo, o se emplea un código de colores. Los capacitores de cerámica no requieren polaridad especial en el voltaje.

Los *capacitores de papel* son los más usados entre los capacitores. Su popularidad se debe a su bajo costo y al hecho de que se pueden construir en un amplio margen de valores de capacitancia (de 500 pF hasta 50 μ F). Además, se pueden diseñar para resistir voltajes muy altos. Sin embargo, las corrientes de fuga en los capacitores de papel son altas, y sus tolerancias relativamente pobres (± 10 a 20 por ciento). Esas limitaciones restringen su empleo en algunas aplicaciones. Si lo permite el tamaño, es usual imprimir el valor de la capacitancia y el voltaje en el cuerpo del capacitor. Para unidades pequeñas, se emplea una clave de colores. Cuando no se emplea esa clave, con frecuencia se imprime una banda (negra, generalmente) en el tubo en el extremo más cercano a la terminal que está conectada a la hoja metálica exterior. Esta terminal debe conectarse siempre con la terminal del circuito que tiene menor potencial.

Muchos capacitores de papel tienen forma cilíndrica porque se fabrican enrollando una serie de capas de metal y hojas de papel impregnado para formar un tubo. Se fijan terminales axiales a cada lámina metálica y el tubo se encapsula en papel encerado o en plástico [figura 11-5 b)].

Se emplean varias sustancias como aceite, cera o plástico para empapar al papel. Si se emplea papel depositado con películas delgadas de metal, en lugar de hojas separadas de metal, se puede reducir el volumen por unidad de capacitancia en 50 por ciento y las corrientes de fuga en 90 por ciento. Por desgracia, esto crea una estructura resultante más susceptible a ruptura por transistores de alto voltaje.

Los *capacitores de película plástica* se construyen básicamente del mismo modo que los capacitores de papel, con la excepción de que se emplea como dieléctrico una hoja delgada de plástico (como mylar, teflón o polietileno). Este dieléctrico mejora las propiedades del capacitor minimizando las corrientes de fuga, aun a temperatura de hasta 150-200°C. Sus demás características son semejantes a las de las unidades de papel. Sin embargo, el costo es mayor para las unidades de plástico, de modo que no es usual utilizarlas, excepto cuando un capacitor de papel no puede satisfacer las especi-

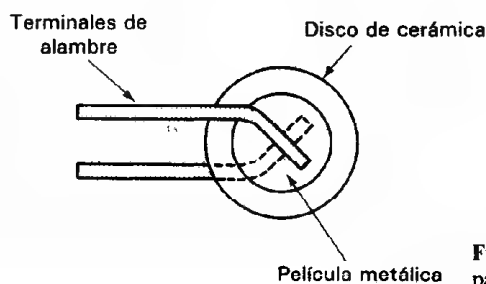


Figura 11-7 Construcción de un capacitor de disco de cerámica.

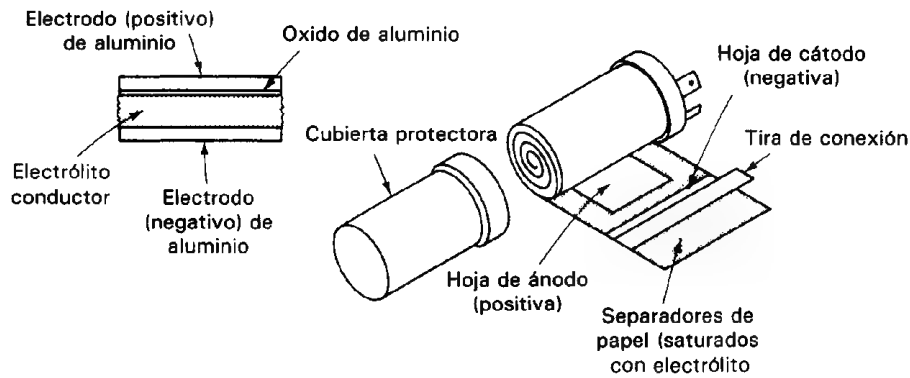


Figura 11-8 Construcción de los capacitores electrolíticos de aluminio.

caciones de diseño. Los capacitores comerciales de película plástica se fabrican en rangos entre 500 pF y $10\mu\text{F}$.

Los *capacitores electrolíticos* se fabrican generalmente de aluminio o de tantalio. La estructura básica del capacitor electrolítico de aluminio consiste de dos hojas de aluminio, una de las cuales está cubierta con una membrana extremadamente delgada de óxido (figura 11-8). Se hace crecer la capa de óxido sobre el metal mediante un proceso de aplicar voltaje al capacitor; al proceso se le llama *formación*. El espesor del óxido depende del voltaje de formación. Entre las hojas se encuentra una solución electrolítica que empapa a un papel. El electrolito es conductor y sirve como extensión de la hoja no oxidada de metal. Como es un fluido, el electrolito se puede conectar directamente contra el dieléctrico de óxido. Las dos placas cargadas con signos opuestos quedan entonces separadas efectivamente por sólo una película de óxido extremadamente delgada que posee una constante dieléctrica muy alta.

Una vez formado el óxido, se enrollan las hojas en forma de tubo y la pieza de hoja sin óxido se conecta con el empaque exterior del capacitor. Esta terminal sirve como conexión negativa del capacitor. La otra terminal se marca con un signo más en el cuerpo del capacitor y *se debe* conectar con la terminal positiva del circuito en el que se emplee.

Se debe hacer mucho énfasis en que el capacitor electrolítico sólo se debe conectar en un circuito con polaridad correcta. Si se conecta la terminal positiva del capacitor con la terminal negativa del circuito, la acción química del electrolito romperá el dieléctrico de óxido y *destruirá* al capacitor. (Con polaridad invertida, el óxido ya no actúa como aislador. Como resultado, puede pasar una corriente de fuga sustancial y desintegrar al óxido.¹) Además, como sucede con otros capacitores, no se debe rebasar el voltaje nominal. Para los valores de capacitancia más grandes, el voltaje máximo será pequeño debido a que la película de óxido es muy delgada.

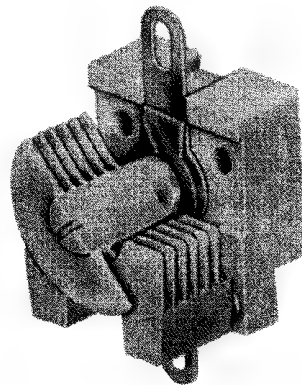
¹ Si se forma un óxido en ambas hojas metálicas de un capacitor electrolítico, no existe el problema de la polaridad correcta de las conexiones. Sin embargo, la relación de capacitancia a volumen del elemento también se reduce a la mitad. Estos tipos de capacitores electrolíticos se llaman *capacitores electrolíticos no polares*, y no es común utilizarlos.

Los capacitores electrolíticos tienen mayores valores de capacitancia por unidad de volumen entre todos los tipos de capacitores. Pero también tienen valores grandes de corrientes de fuga. Estas propiedades limitan su empleo a aplicaciones especiales. Por ejemplo, en los circuitos transistorizados, se desea tener grandes capacitancias y pequeños volúmenes, pero no necesariamente son críticas ni las corrientes de fuga ni la exactitud de los valores de capacitancia. Así, los capacitores electrolíticos son adecuados para algunos de esos circuitos. Los capacitores electrolíticos se pueden conseguir en valores que van desde 1 hasta 500,000 μF . Sin embargo, sus resistencias de fuga correspondientes sólo son de aproximadamente 1 $\text{M}\Omega$.

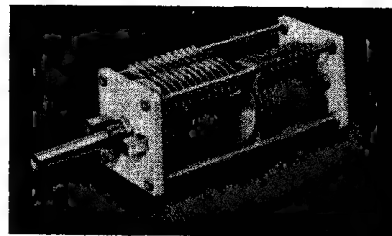
Capacitores Variables

Al igual que con las resistencias, con frecuencia es necesario poder variar el valor de un capacitor mientras permanece conectado a un circuito. Por ejemplo, se podría desear sintonizar el circuito de un radio receptor o de un oscilador. Los *capacitores variables* están disponibles para satisfacer los requerimientos de esas aplicaciones.

El *capacitor variable de aire* es un tipo común de capacitor variable. Se fabrica montando un conjunto de placas metálicas (generalmente de aluminio) sobre un eje, e intercalándolas entre un conjunto de placas metálicas fijas de forma similar (véase figura 11-9). Cuando se hace girar el eje, se crea más o menos superficie (dependiendo de la dirección de giro) entre las placas adyacentes y con carga opuesta. La variación de la superficie cambia la capacitancia. (Mientras mayor sea la superficie intercalada, mayor será la capacitancia.) Diseñando adecuadamente las formas de las placas, se pueden lograr varias curvas de capacitancia contra posición del eje. Por ejemplo, se puede obtener una variación lineal o de raíz cuadrada de la capacitancia. Debido a que el dieléctrico es aire, la separación entre las placas se debe mantener lo suficientemente grande para



a)



b)

Figura 11-9 Capacitores variables de aire. (Cortesía de E. F. Johnson Co. y James Millen Mfg. Co.)

asegurar que no se toquen y se descarguen. (Si cae polvo o desechos conductores entre las placas del capacitor, puede causar arqueo y cambio en los valores de capacitancia. Por lo tanto, se deben mantener limpios los capacitores variables de aire.) Esto limita los valores de capacitancia de los capacitores variables de aire hasta aproximadamente 500 pF. Como los capacitores de aire tienen fugas bajas, se emplean como capacitores ajustables de precisión que sirven como patrones para medir valores pequeños de capacitancia.

El capacitor de ajuste (comúnmente llamado capacitor trimmer) también es un capacitor variable, pero se utiliza principalmente en circuitos que sólo necesitan ajustes de una sola vez o en muy raras ocasiones (como en el ajuste del rango de frecuencia de un amplificador sintonizado). El capacitor de ajuste es por lo general de mica que tiene un tornillo que prensa las hojas de mica y metal. Cuando se aprieta el tornillo, se ajusta la separación entre las placas (y con ello la capacitancia). El rango global de los capacitores de ajuste es de aproximadamente 15 a 500 pF. Cada unidad individual tiene un pequeño rango de variación (p. ej., entre 50 y 40 pF o entre 20 y 100 pF).

CODIGO DE COLORES PARA CAPACITORES

Anteriormente los valores de capacitancia se estampaban directamente en todos los cuerpos de capacitores. Sin embargo, la popularidad alcanzada por la identificación de las resistencias con colores condujo al desarrollo de sistemas de identificación de capacitores mediante colores. Hoy, se usa la identificación de colores en muchos capacitores de tamaño pequeño. Se ve con mayor frecuencia en las unidades tubulares de papel, las de mica y las de cerámica. La figura 11-10 muestra el código de colores que se emplea para cada uno de esos tipos de capacitor.

INDUCTORES E INDUCTANCIA

La *inductancia* es aquella propiedad de un dispositivo que reacciona contra un cambio en la corriente que pasa por él. Los *inductores* son componentes diseñados para emplearse en circuitos y resistir cambios de corriente para así efectuar importantes funciones de control.

El diseño de los inductores se basa en el principio de que un campo magnético variable induce un voltaje en cualquier conductor en ese campo. Así, un inductor práctico puede ser sencillamente una bobina de alambre como se muestra en la figura 11-11 a). La corriente en cada espira de la bobina produce un campo magnético que pasa a través de las espiras vecinas. Si la corriente a través de la bobina es constante, el campo magnético es constante y no sucede nada. Sin embargo, un cambio en la corriente produce un cambio en el campo magnético. La energía absorbida o liberada del campo magnético cambiante reacciona contra el cambio en la corriente, y esto se presenta como un voltaje inducido (fuerza electromotriz, o fem), el cual es

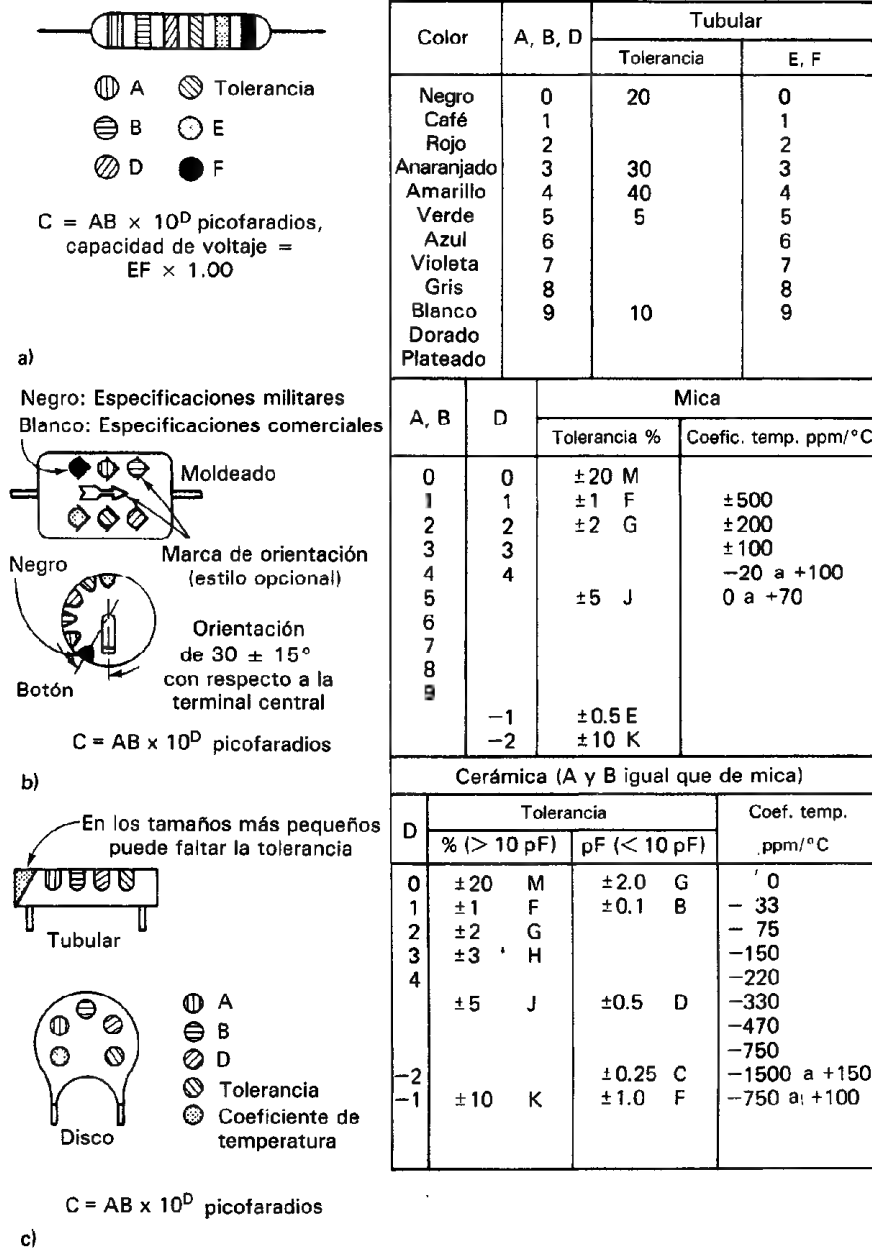


Figura 11-10 Código de color de capacitores: a) tubulares de papel; b) de mica; c) de cerámica. Adaptado de B.D. Wedlock y J. K. Roberge, *Electronic Components and Measurements* (Componentes y Mediciones Electrónicas) (Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1969), p. 15.

contrario al cambio del voltaje aplicado. El inductor se comporta entonces como una impedancia de la corriente alterna.

La fuerza contra electromotriz es directamente proporcional a la velocidad de cambio de la corriente a través de la bobina ($V_L = L[di/dt]$). La constante de proporcionalidad es la inductancia L , cuyas unidades son los *henrys* (H).

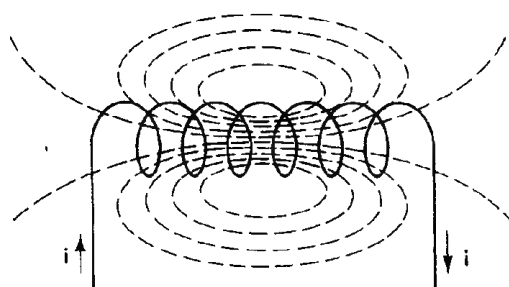
En un circuito de corriente alterna, como se muestra en la figura 11-11 b), el inductor presenta reactancia a la corriente alterna. La *reactancia inductiva* X_L tiene las unidades de ohms y está definida por

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad (11-7)$$

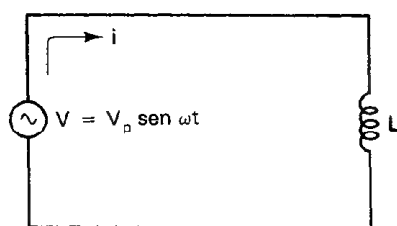
Nótese que la reactancia inductiva, al igual que la reactancia capacitiva, depende de la frecuencia. Sin embargo, para los inductores, la reactancia *aumenta* cuando se incrementa la frecuencia. Se dice que un inductor es un cortocircuito a la corriente directa, ya que $X_L \rightarrow 0$ cuando $f \rightarrow 0$.

Los inductores reales presentan resistencia además de reactancia inductiva, debido a la resistividad de los alambres con los que se devanan las bobinas de un inductor. Sin embargo, la resistencia de un inductor casi nunca se especifica. En lugar de ello, se emplea un factor, llamado el factor de calidad Q . Da la relación de la reactancia inductiva del inductor con respecto a su resistencia a una frecuencia específica, o sea

$$Q = \frac{\omega L(\omega)}{R} \quad (11-8)$$



a)



b)

Figura 11-11 a) La variación de corriente en la bobina produce un campo magnético variable. La energía absorbida o liberada del campo magnético variable reacciona contra el cambio de la corriente. De este modo, la bobina presenta *inductancia* en los circuitos de corriente alterna. b) Circuito de corriente alterna en el que se tiene una inductancia.

Si R fuera igual a cero, Q sería infinita y el inductor tendría un comportamiento ideal. Así, mientras mayor sea el valor de Q , más ideal es el inductor. (Los inductores mejor fabricados tienen valores de Q de aproximadamente 1000.) El valor Q de un inductor se puede medir con puentes de inductancia o medidores de Q .

ESTRUCTURAS DE INDUCTORES

Los inductores se fabrican devanando alambre en varias configuraciones de bobinas. Esto restringe el campo magnético dentro del espacio físico alrededor del inductor y crea el mayor efecto de inductancia por unidad de volumen del elemento. (Para la bobina toroidal de enrollamiento estrecho, el campo magnético casi está completamente confinado al espacio encerrado por el devanado.)

Los principales factores que determinan la magnitud de la inductancia en una bobina son:

1. El número de vueltas de la bobina.
2. El tipo y forma del material del núcleo.
3. El diámetro y el espaciamiento de las vueltas.

Es usual devanar las bobinas alrededor de núcleos de material ferromagnético porque esto hace que la densidad del flujo magnético dentro de la bobina sea muchísimo mayor que si el núcleo fuera de aire. La mayor densidad de flujo permite un aumento de la inductancia de la estructura. Pero este tipo de núcleo hace que el inductor esté sujeto a corrientes secundarias o parásitas por histéresis.

Para los inductores cuya forma sea semejante a la de la figura 11-12, el valor aproximado de la inductancia se puede calcular mediante la ecuación (11-9) (siempre que la corriente no sea tan grande que se rebase la parte lineal de la curva de B contra H).

$$L = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad (11-9)$$

En la ecuación (11-9), L es la inductancia en henrys, μ es la permeabilidad relativa del núcleo, N es el número de vueltas,² A es el área de una vuelta, y l es la longitud de la bobina.

Ejemplo 11-1

Dado un inductor como el de la figura 11-12 c), con $N = 100$ vueltas, $l = 6$ cm y $r = 0.5$ cm. Calcúlese la inductancia de cada bobina para núcleos de a) aire y b) hierro. (Emplear $\mu_{\text{hierro}} = 1000$.)

²Se emplea el término N^2 para calcular L en la mayor parte de las estructuras de inductores prácticos debido a la configuración del devanado de la bobina. La bobina está devanada de tal modo que el flujo magnético de cada espira puede cortar o intersectar cada una de las demás espiras. De este modo, la corriente variable en cada vuelta originará un efecto inductivo en las demás vueltas.

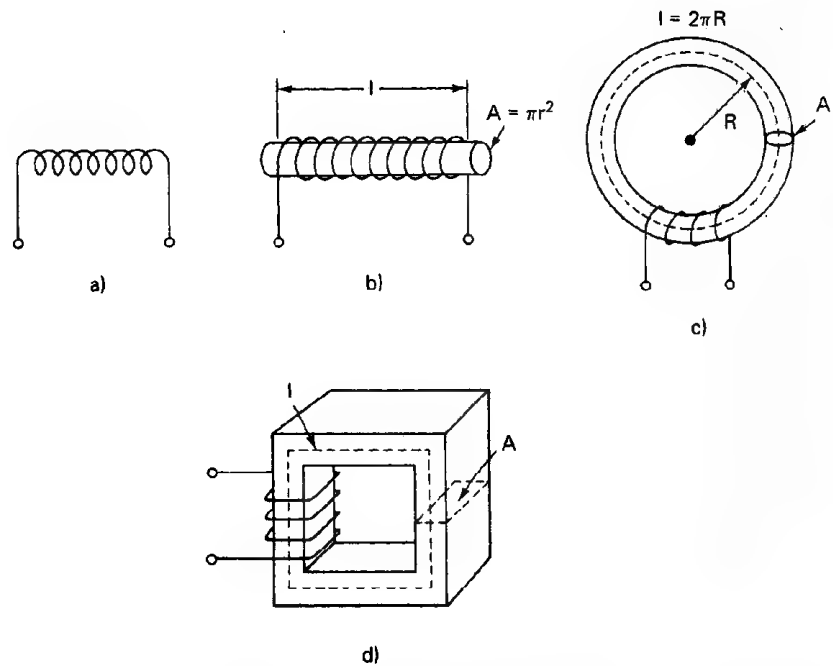


Figura 11-12 Varias configuraciones del inductor.

Solución.

a) Se usa $L = \mu_0 N^2 A / l$, donde

$$l = 6 \text{ cm} = 0.06 \text{ m}$$

$$A = \pi r^2 = \pi (0.005 \text{ m})^2$$

$$= \pi (2.5 \times 10^{-5}) \approx 8 \times 10^{-5} \text{ m}^2$$

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} = 12.6 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

entonces

$$L = \frac{(12.6 \times 10^{-7}) \times (10^4) \times (8 \times 10^{-5})}{6 \times 10^{-2}}$$

$$= 1.6 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$L_{\text{aire}} = 16 \mu\text{H}$$

$$\text{b) } L_{\text{hierro}} = \mu_r L_{\text{aire}} = 1000 \times 16 \mu\text{H} = 16 \text{ mH}$$

Para aplicaciones de *baja frecuencia*, se emplean inductores con altos valores de inductancia ($> 5 \text{ H}$). Se emplea hierro o acero al silicio laminado para el núcleo del inductor. Para aplicaciones de *alta frecuencia*, se emplean inductores mucho más pe-

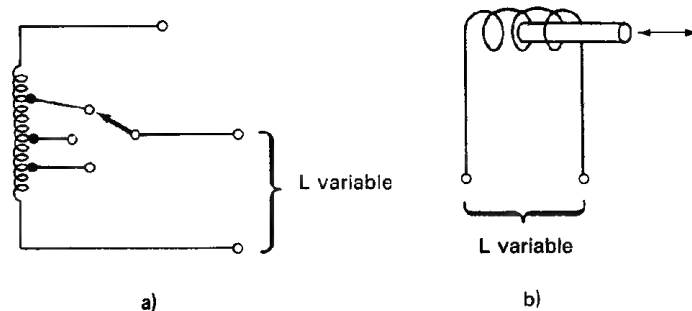


Figura 11-13 Inductores variables: a) con conmutador de derivaciones; b) de núcleo móvil.

queños (de 10^{-3} a 10^{-6} H) y los materiales que se utilizan para el núcleo son pastillas de hierro en polvo y ferritas.

Algunas aplicaciones requieren inductores variables en lugar de fijos. Los circuitos de sintonización, el corrimiento de fase y la conmutación de bandas en los amplificadores requieren a veces una inductancia variable. Se pueden fabricar esos inductores de diferentes maneras. La figura 11-13 muestra cómo se varía la inductancia en varios elementos comerciales. El inductor que se muestra en la figura 11-13 a) se puede variar una derivación a otra en la bobina. En la figura 11-13 b) se emplea un núcleo móvil. La inductancia aumenta a medida que se introduce más núcleo en la bobina. Variando adecuadamente el espaciamiento de las espiras de la bobina, se puede obtener una variación relativamente lineal de la inductancia con la inserción del núcleo.

TRANSFORMADORES

Los transformadores son dispositivos diseñados para transferir energía eléctrica de un circuito a otro. Logran esta transferencia usando un campo magnético que intersecta ambos circuitos. Además de llevar a cabo transferencias de energía, los transformadores también son capaces de entregar un distinto valor de corriente o de voltaje alterno en sus terminales de salida con respecto a los valores aplicados a sus terminales de entrada.

El transformador funciona empleando el fenómeno eléctrico de la *inductancia mutua*. Esta inductancia mutua es el efecto que se presenta cuando el campo magnético de un elemento también influye en otros elementos cercanos. El resultado de ese acoplamiento magnético es que se inducen corrientes y voltajes en los elementos cercanos. Aunque la inductancia mutua puede ser un efecto indeseable en algunos casos, el funcionamiento de un transformador depende del empleo de este efecto hasta sus últimas consecuencias.

El transformador consiste de dos bobinas (llamadas *primario* y el *secundario*) enrolladas alrededor de un núcleo común de material magnético (figura 11-14). Si pasa

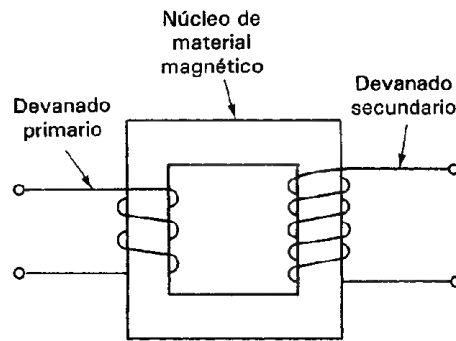


Figura 11-14 Diagrama de un transformador.

una corriente en el devanado primario, origina un campo magnético que está restringido principalmente al núcleo magnético alrededor del cual está devanado el primario. Si en el mismo núcleo está también enrollada otra bobina (secundario), el campo magnético también ligará la bobina secundaria. Si la corriente en el primario es continua (corriente directa), no afectará a la bobina secundaria porque el campo magnético también será constante. En particular, no pasará corriente en la bobina secundaria.

Si la corriente en el primario es variable (ca) en lugar de ser fija, el campo magnético en el núcleo también cambiará. Como un campo magnético cambiante es visto por un conductor como un campo magnético en movimiento, las cargas libres en el conductor de la bobina secundaria experimentan una fuerza. Como se pueden mover, estas cargas libres se trasladarán bajo la influencia de la fuerza y se producirá una corriente. De este modo, una corriente cambiante en el primario, originará un flujo de corriente en el secundario de un transformador.

El flujo de corriente que se induce en el secundario también tiene un voltaje asociado con él. La ley de Faraday establece que la magnitud del voltaje inducido por la variación de un flujo magnético en una bobina de N vueltas está dada por

$$v = NK \frac{d\phi}{dt} = M \frac{di}{dt} \quad (11-10)$$

donde a M se le llama la inductancia mutua que existe entre las bobinas.

En el transformador ideal, todo el flujo magnético creado por la bobina primaria también liga la bobina secundaria. Entonces, el voltaje en las terminales del secundario depende de la velocidad de cambio de la corriente en el primario.

$$V_2 = M \frac{di_1}{dt} \quad (11-11)$$

La relación de número de vueltas en el primario al número de vueltas en el secundario es de importancia y se escribe

$$\text{relación de vueltas} = \frac{N_p}{N_s} \quad (11-12)$$

En esta ecuación, N_p es el número de vueltas en el primario y N_s es el número de vueltas en el secundario. La *relación de vueltas* determina cuánto hace crecer o disminuir el voltaje un transformador.

En efecto, la relación del voltaje a través del primario (V_p) al voltaje a través del secundario (V_s) es igual a la relación de vueltas

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (11-13)$$

Los transformadores también pueden conectar dos partes de un circuito sin establecer una *conexión eléctrica*. Esta propiedad se emplea en muchos instrumentos. Como en realidad sólo efectos magnéticos enlazan las dos partes, permanecen *eléctricamente aisladas* entre sí. Esta es una propiedad muy útil en aplicaciones tales como el confinamiento de un nivel alto de voltaje a una parte del sistema. Cuando se emplea ese transformador de aislamiento, el componente de corriente alterna de una señal se puede acoplar entre dos partes de un circuito, mientras que se evita que el nivel de corriente directa se transfiera. (Recuérdese que las cantidades de corriente directa no pasan a través de un transformador.)

Tipos de Transformadores

Los transformadores vienen en muchas formas y tamaños, dependiendo de la aplicación específica en la que se empleen. Sin embargo, la mayor parte de los transformadores comparten la propiedad de estar enrollados en un núcleo ferromagnético y de poseer un devanado primario y uno o más devanados secundarios. Si hay una relación de transformación grande, el devanado de alta corriente se hace por lo general con alambre de alto calibre para reducir las pérdidas por resistencia. El devanado de baja corriente se hace entonces con alambre delgado. Para fines de blindaje, la mayoría de los transformadores están encerrados en una caja adecuada, de material ferromagnético o de cobre (dependiendo de la frecuencia para la que esté diseñado el transformador).

Los dos tipos de transformadores que con mayor frecuencia están disponibles como productos estándar son: los transformadores de pulsos de alta frecuencia y los transformadores de potencia. Los transformadores de pulsos de alta frecuencia se emplean para acoplar señales de corriente alterna aislando al mismo tiempo los niveles de corriente directa de los circuitos primario y secundario.

Los transformadores de potencia se emplean para subir y bajar altos voltajes a las diferentes partes del equipo de comunicación o de los instrumentos de medición que utilizan alimento de potencia de 60 Hz. Es usual que un solo transformador de potencia pueda alimentar diversos elementos que necesiten esos voltajes. Así, los transformadores de potencia sólo pueden tener un devanado primario y varios secundarios.

La figura 11-15 muestra un esquema de uno de esos transformadores de potencia conectado en su lado primario a la línea de suministro de 115 V, 60 Hz. Hay varios secundarios: dos para 350 V, uno para 10 V y uno para 60 V. El conductor en esos transformadores está barnizado o aislado con plástico para evitar la conducción

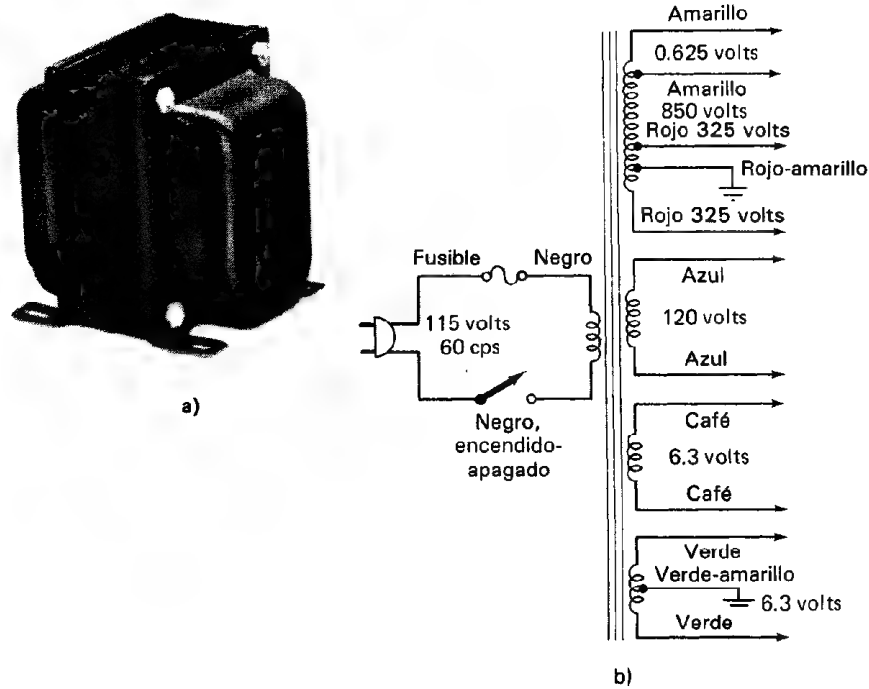


Figura 11-15 Transformador de potencia empleado en un osciloscopio:
a) fotografía; b) diagrama eléctrico. (Cortesía de Micotran Co., Inc.)

o arqueos entre las espiras de la bobina (especialmente en los devanados secundarios de alto voltaje). Los transformadores de potencia están blindados también para evitar que el campo magnético que generan produzca señales de ruido de 60 Hz en los elementos cercanos. A veces, se emplea un escudo electrostático entre los devanados primario y secundario para evitar que los voltajes de radiofrecuencia y de ruido entren a las líneas de alimentación de potencia.

Los autotransformadores son la excepción a la regla de que no hay conexión eléctrica entre los devanados primario y secundario de un transformador. En el autotransformador, la bobina sirve tanto como devanado primario como secundario. La bobina única tiene una derivación (*tap*) que se puede conectar en cualquier lugar a lo largo del devanado. Si el transformador se ha de emplear para bajar voltajes, toda la longitud del bobinado se emplea como primario. La parte entre la derivación y el extremo inferior actúa como secundario. Si se necesita subir el voltaje, toda la bobina se emplea como secundario. También se pueden conseguir autotransformadores variables especiales, conocidos como *variac* o *powerstat* para empleo donde se necesite regulación manual. La figura 11-16 es una fotografía de un variac desarmado.

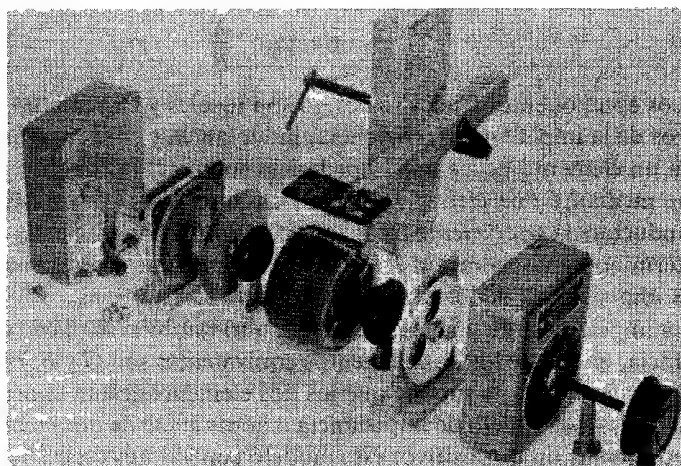


Figura 11-16 Variac desarmado. (Cortesía de General Radio Corp.)

IMPEDANCIA

En corriente directa, la resistencia de un elemento lineal, de dos terminales, se define como la relación del voltaje a la corriente, que pasan a través de él, que por la ley de Ohm es $R = V/I$. Para corriente alterna senoidal, la relación del voltaje a la corriente es generalmente un número complejo. El equivalente en ca de la ley de Ohm en forma cartesiana es

$$\frac{V}{I} = Z = R + jX \quad (11-14)$$

en donde a Z se le llama la impedancia del dispositivo y a X la reactancia. (Ya se ha presentado a X_c y a X_L , la reactancia capacitiva y reactancia inductiva, respectivamente.) El recíproco de la impedancia se llama *admitancia* del elemento y

$$Y = \frac{1}{Z} = G + jB \quad (11-15)$$

en donde Y es la admitancia, G la conductancia y B la susceptancia del elemento.

Se puede expresar la impedancia en forma polar y cartesiana y la relación entre ellas es

$$Z = R + jX = |Z|e^{j\theta} = |Z|(\cos \theta + j \sin \theta) \quad (11-16)$$

en donde la magnitud de la impedancia, $|Z|$ es

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (11-17)$$

y el ángulo θ de fase de la impedancia es

$$\theta = \tan^{-1} \frac{X}{R} \quad (11-18)$$

Los componentes físicos reales no son ideales y en realidad poseen los tres parámetros de la impedancia (resistencia, inductancia y capacitancia). A cualquier frecuencia un elemento posee una impedancia compleja la cual, sin embargo, se puede simular mediante dos elementos de un circuito ideal, una resistencia *equivalente* y una inductancia *equivalente* o capacitancia *equivalente*. Si cada elemento representa un término de la expresión $R + jX$, se supone que están conectados en serie, ya que las impedancias de los elementos en serie son aditivas.

La impedancia de un elemento o circuito también se puede expresar como una admitancia, en donde los dos elementos equivalentes son G y B , como en la ecuación (11-15). En este caso, se supone que los dos elementos están conectados en paralelo.

Si se usa un modelo de impedancia o admitancia de dos elementos equivalentes para representar un dispositivo, este modelo con valores específicos de cada elemento sólo es exacto a una sola frecuencia.

MEDICIONES DE CAPACITANCIA E INDUCTANCIA

Aunque se pueden medir la capacitancia e inductancia con métodos indirectos como p. ej. la medición de las constantes de tiempo RC y L/R , esos métodos generalmente tienen una falta de exactitud. En consecuencia, la mayor parte de las mediciones de la capacitancia e inductancia de los componentes (es decir, capacitores o inductores) se efectúan usando circuitos de puente que pueden dar resultados muy exactos.

El circuito de puente se presentó en el capítulo 10 en forma del puente de Wheatstone para la medición de resistencia. Recuérdese que una condición de equilibrio en el circuito del puente establecía una lectura cero en el detector del puente. En equilibrio, el valor de la resistencia desconocida podía calcularse a partir del conocimiento de los valores de las demás resistencias en el circuito.

Los métodos para medir la capacitancia y la inductancia mediante el empleo de puentes también se basan en el principio de establecer una condición de cero en un circuito de puente. El valor desconocido se calcula a partir de los otros elementos del circuito en equilibrio.

Circuitos de Puente para Medir Valores de Capacitancia

La condición de equilibrio en el puente Wheatstone, que se examinó en el capítulo 10, era

$$R_x R_1 = R_2 R_3 \quad (11-19)$$

siendo R_x el valor desconocido de la resistencia y R_1 , R_2 y R_3 eran los valores conocidos. Si se sustituyen las resistencias del puente de Wheatstone por impedancias

de naturaleza resistiva y reactiva (figura 11-17), y se aplica un voltaje de corriente alterna entre los puntos *A* y *B* del circuito, la ecuación de equilibrio es, en general,

$$Z_x Z_1 = Z_2 Z_3 \quad (11-20)$$

Como cualquier impedancia *Z* se puede expresar como un número complejo

$$Z = R + jX \quad (11-21)$$

entonces no es tan fácil deducir una Z_x desconocida a partir de la condición de equilibrio como lo es encontrar R_x en un puente puramente resistivo. En efecto, para lograr una condición de cero, es necesario especificar dos condiciones que se igualen: una para la parte resistiva de Z_x y una para la parte reactiva

$$Z_x = R_x + jX_x = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} = \text{Re} \left(\frac{Z_2 Z_3}{Z_1} \right) + j \text{Im} \left(\frac{Z_2 Z_3}{Z_1} \right) \quad (11-22)$$

Generalmente emplear dos tipos de circuitos de puentes de capacitancia para medir los valores de la capacitancia y los factores de disipación de un capacitor. Si el factor de disipación de un capacitor es pequeño ($0.001 < D < 0.1$), se emplea el *puente de comparación de capacitancia en serie* [figura 11-18 a)]. Si *D* es mayor ($0.05 < D < 50$), se emplea el *puente de comparación de capacitancia en paralelo* [figura 11-18 b)].

Para el *puente de comparación de capacitancia en serie*, las impedancias de la ecuación (11-22) son $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = R - j(1/\omega C_3)$ y $Z_s = R_s - j(1/\omega C_s)$. Sustituyendo esas impedancias en la ecuación (11-22) y separando las partes imaginarias y reales, se tiene que cuando se establece el equilibrio se calculan R_s y C_s mediante las siguientes ecuaciones:

$$R_s = \frac{R_2 R_3}{R_1} \quad \text{y} \quad C_s = C_3 \frac{R_1}{R_2} \quad (11-23)$$

C_s es el valor de la capacitancia que se desea determinar.

Nótese que si se escogen a R_2 y C_3 como cantidades fijas, y a R_3 y R_1 como los elementos variables, se puede lograr una condición nula variando R_3 y R_1 y a

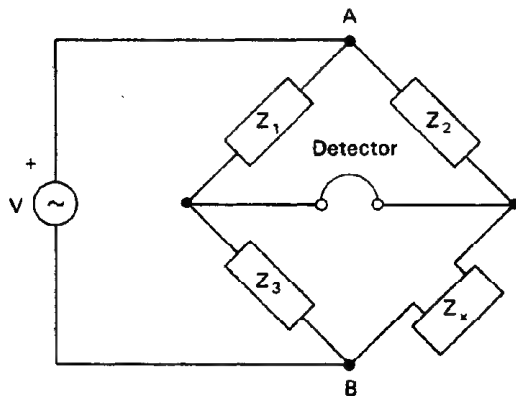


Figura 11-17 Circuito puente de impedancia de corriente alterna.

continuación calcular R_3 y C_5 . En este circuito los únicos elementos variables son resistencias, y no hay que ajustar elementos reactivos para lograr la condición de equilibrio. Esto ayuda al usuario a acercarse rápidamente al valor cero. Además, a C_5 , el puente también indica el factor de disipación (D). Por lo general, se calibra un indicador en el medidor de modo que se calcula en forma automática el valor de D y se indica directamente.

La condición de equilibrio para el puente de comparación de capacitancia en paralelo es

$$R_p = \frac{R_1 R_3}{R_2} \quad \text{y} \quad C_p = \frac{C_1 R_2}{R_3} \quad (11-24)$$

En este puente, R_2 y C_1 son fijos y R_3 y R_1 son variables. Tanto C_p como D se leen directamente en los ajustes del puente en el estado de equilibrio.

Para medir capacitores en circuitos donde el ángulo de fase es casi de 90° ; el puente de Schering da lecturas más exactas que los circuitos de comparación de capacitancia. Este puente se muestra en la figura 11-18 c).

Emplea una red RC en paralelo (R_1 y C_1) para Z_1 , una resistencia R_2 para Z_2 y una capacitancia C_3 para Z_3 . Por lo tanto, para un elemento desconocido en el lugar de Z_4 , las condiciones de equilibrio para el puente de Schering son

$$R_x = \frac{R_2 C_1}{C_3} \quad (11-25)$$

y

$$C_x = \frac{R_1 C_3}{R_2} \quad (11-26)$$

Hay dos tipos de circuitos en puente que se emplean con mayor frecuencia para determinar la inductancia. El primero, el *puente de Maxwell*, se adecua mejor para medir inductancias que tienen Q baja (p. ej. $1 < Q < 10$). El segundo es el *puente de Hay*, y mide a L con mayor exactitud cuando la Q de un inductor es alta (p. ej. $10 < Q < 1000$).

En la figura 11-19 a) se muestra un puente de Maxwell. Mide las inductancias desconocidas por comparación con una capacitancia estándar. El empleo de una capacitancia como elemento modelo es conveniente porque un capacitor es un elemento compacto y fácil de blindar.

Existe condición de equilibrio en un puente de Maxwell cuando

$$L_x = R_1 R_3 C_2 \quad (11-27)$$

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} \quad (11-28)$$

en esas ecuaciones, L_x es el valor de la inductancia desconocida y R_x es el valor correspondiente de la resistencia del elemento. De esas ecuaciones se ve que eligiendo a C_2 y a R_3 como constantes, sólo se tiene que variar a R_1 y a R_2 hasta que se logre la condición de equilibrio. Sin embargo, como R_1 aparece tanto en la ecuación (11-27) como en la (11-28), se necesitan varios ajustes para encontrar las dos

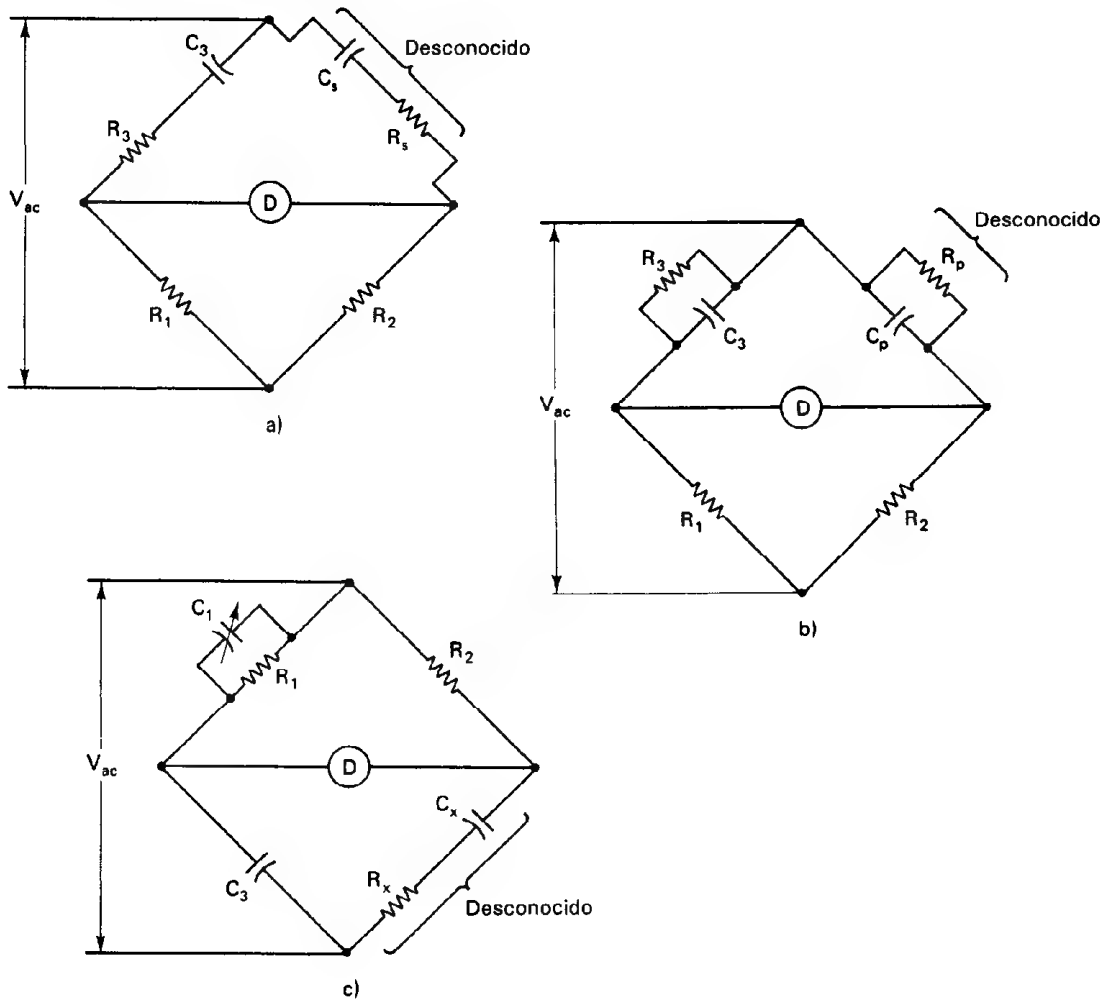


Figura 11-18 Circuitos puente para medición de capacitancia: a) puente de comparación en serie; b) puente de comparación en paralelo; c) puente de Schering.

condiciones de equilibrio. El procedimiento común para establecer el equilibrio es determinar primero L_x . A continuación, se busca el equilibrio de R_x . Al buscar el estado de equilibrio de R_x , invariablemente se perturba la condición de equilibrio de L_x . Se debe regresar entonces para encontrar L_x de nuevo. Después de hacer varios ajustes, se alcanza finalmente un equilibrio para ambas condiciones simultáneamente.

En la figura 11-19 b) se muestra el puente de Hay. Es el más adecuado para medir la inductancia de elementos con alta Q . También emplea un capacitor estándar como elemento de comparación para determinar la L desconocida. Sin embargo, el

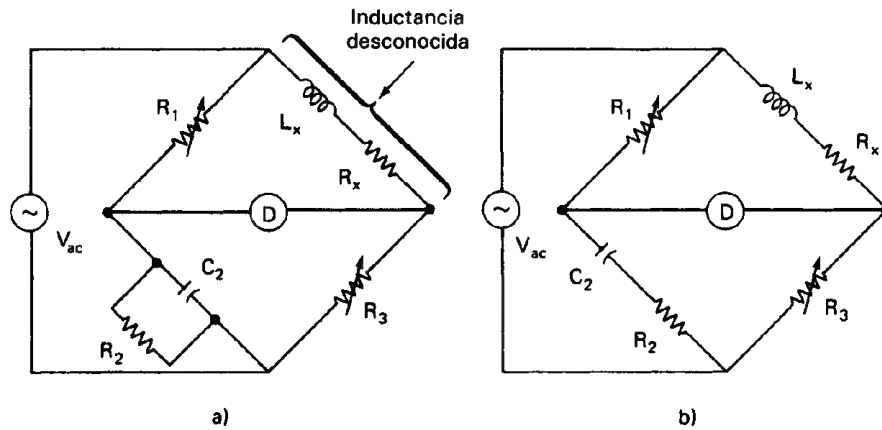


Figura 11-19 a) Puente de Maxwell; b) puente de Hay.

capacitor está en serie con una resistencia en un brazo del puente, en lugar de estar en paralelo. Las ecuaciones de equilibrio del puente de Hay son

$$L_x = \frac{R_2 R_3 C_1}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (11-29)$$

y

$$R_x = \frac{\omega^2 C_1^2 R_1 R_2 R_3}{1 + \omega^2 C_1^2 R_1^2} \quad (11-30)$$

Esas ecuaciones parecen más complejas que las correspondientes a los otros puentes que se han considerado. También, las ecuaciones para L_x y R_x parecen depender de ω . Sin embargo, para los casos en los que $Q > 10$, el término en ω es menor que $\frac{1}{100}$ y por lo tanto se puede despreciar. En esos casos, la ecuación para L_x es

$$L_x = R_2 R_3 C_1 \quad (11-31)$$

Por esta razón, el puente de Hay no es tan exacto si el valor de Q del inductor que se está midiendo es menor que 10.

Puentes Comerciales de Capacitancia e Inductancia

Se fabrican comercialmente instrumentos basados en puentes que miden sólo capacitancia e inductancia. Están disponibles otros instrumentos que también pueden medir R , L y C y se les llama *puentes universales*.

Los instrumentos que sólo miden capacitancia contienen por lo general dos circuitos de puente de comparación: uno en serie y el otro en paralelo. La mayor parte de esos puentes contienen una fuente interna de ca a una frecuencia única y fija. Algunos otros proporcionan frecuencias internas múltiples. Sin embargo, casi todos tienen posibilidad de conectarse a fuentes adicionales externas de ca para que se pueda emplear el

instrumento a otras frecuencias. Los valores típicos de capacitancia que se pueden medir empleando puentes de capacitancia van desde 1 pF hasta 1000 μ F, con exactitudes de 1 por ciento. Algunos puentes extremadamente exactos pueden medir valores de capacitancia hasta con ± 0.1 por ciento de exactitud. En la figura 11-20 se muestran ejemplos de este tipo de puente.

Los puentes comerciales de inductancia se pueden conseguir para mediciones de L con valores de nanohenrys hasta de 1100 H. Las exactitudes básicas de esos instrumentos van desde 0.1 hasta 1 por ciento. Los puentes de Maxwell y Hay se emplean de manera usual como circuitos de puente para determinar a L .

El *puente universal de impedancia* es un instrumento diseñado para poder medir R , L y C sobre un amplio rango de valores. Para poder llevar a cabo esas funciones el instrumento tiene cinco o seis circuitos puente integrados. Esos cinco circuitos son el puente de Wheatstone, los puentes de capacitancia en serie y en paralelo, el puente de Maxwell y el puente de Hay. Además de la señal interna de excitación de frecuencia fija, permiten el empleo de otras fuentes externas de corriente alterna como señales de excitación. Así se logra la operación a varias frecuencias. En la tabla 11-2 se dan las especificaciones de tres puentes universales de impedancia, comercialmente disponibles. La figura 11-21 muestra una fotografía de dos de los modelos que se mencionan en la tabla.

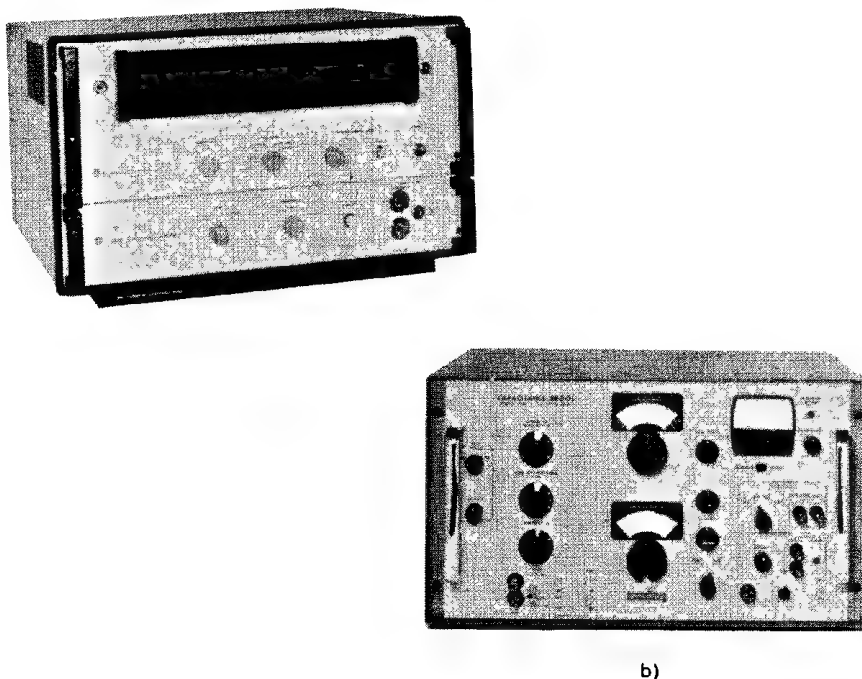


Figura 11-20 Puentes de capacitancia comerciales: a) GR-1680; b) Boonton 75D.
(Cortesía de General Radio Corp. y Boonton Electronics, Inc.)

TABLA 11-2 RESUMEN DE LAS ESPECIFICACIONES DE TRES PUENTES UNIVERSALES DE IMPEDANCIA

	<i>R</i>	<i>C</i>	<i>L</i>	Por ciento de exactitud	<i>D</i>	<i>Q</i>	Frecuencia de la fuente interna
GR 1650-B	1 m Ω -1.1 M Ω	1 pF-1100 μ F	1 μ H-1100 H	1	0.001-50	0.02-1000	cd, 1 kHz
John Fluke 710B	10 m Ω -12 M Ω	1 pF-1200 μ F	1 μ H-1200 H	1	0-1.05	0-1000	cd, 1 kHz
Hewlett-Packard 4260-A	10 m Ω -10 M Ω	1 pF-1000 μ F	1 μ H-1000 H	1	0.001-50	0.002-1000	cd, 1 kHz

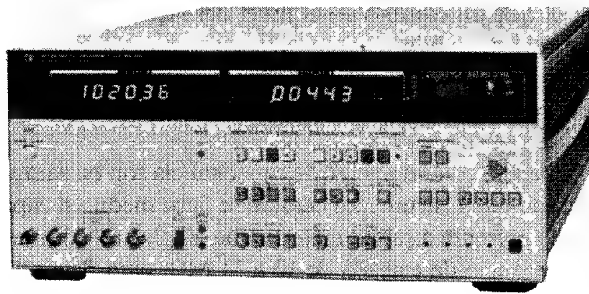


Figura 11-21 Puente universal de impedancia: HP4274. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

Medidores Digitales de Capacitancia

Se consiguen comercialmente medidores digitales que determinan la capacitancia midiendo el tiempo de descarga de un capacitor a través de una resistencia conocida. Pueden medir valor de capacitancia desde 1.0 pF hasta 2,000 μ F con exactitud de 0.1 por ciento.

En esos instrumentos el capacitor desconocido C_x se conecta al medidor y se carga a un determinado voltaje de referencia conocido. Cuando se alcanza ese valor, se permite que el capacitor se descargue a través de una resistencia de valor conocido, R_x . Se mide el tiempo necesario para descargar al capacitor hasta un segundo voltaje empleando un circuito de compuerta y contador (semejante al descrito en los capítulos 5 y 8 en las secciones en que se describieron vóltmetros digitales y medidores de frecuencia). Las señales de ARRANQUE y PARO que abren y cierran la compuerta se presentan cuando comienza la descarga del capacitor (ARRANQUE) y cuando se alcanza el segundo voltaje de referencia (PARO). Un reloj de frecuencia fija alimenta pulsos hacia la compuerta mientras está abierta (en el intervalo entre las señales de ARRANQUE y PARO), y se cuenta el número de pulsos mediante un contador binario.

Si la constante de tiempo de $R_x C_x$ es grande en comparación con el tiempo de descarga que se esté midiendo, la corriente que pasa a través de la resistencia conocida durante la descarga, permanecerá suficientemente constante para permitir determinar con exactitud el cambio en la carga del capacitor. Se calcula la capacitancia de acuerdo con la ecuación (11-1) dividiendo el cambio en la carga del capacitor entre el cambio en el voltaje. Otra técnica que se emplea para medir la capacitancia es aplicar una corriente constante a un capacitor durante un tiempo específico y a continuación medir el voltaje en dicho elemento. El voltaje resultante es inversamente proporcional al valor del capacitor.

$$C = \frac{IT}{V} \quad \text{o} \quad V = \frac{IT}{C} \quad (11-32)$$

Esta técnica se emplea en muchos transductores de capacitancia variable que producen una salida de voltaje proporcional a la capacitancia. Un ejemplo sería un trans-

ductor de nivel de líquido en el que un cambio en el nivel del líquido originaría un cambio proporcional en el voltaje de salida.

Medición de la Capacitancia con un Voltmetro de ca

Aunque las mediciones de capacitancia con un puente de capacitancia son bastante exactas, no siempre se puede contar con este instrumento cuando se debe medir un capacitor desconocido. En consecuencia, se presenta aquí un método que emplea un voltmetro de alta impedancia (p. ej., con impedancia de entrada de 10 a 11 M Ω) para determinar la capacitancia desconocida. Este tipo de medición se limita a capacitores de 0.001 μ F o más, y su exactitud sólo es de 10 por ciento (debido a las incertidumbres en la frecuencia y voltaje aplicados y debido a las inexactitudes del medidor).

Se conecta el capacitor desconocido en serie con una resistencia y la combinación se conecta a una fuente de voltaje de ca que es menor que la capacidad del capacitor (figura 11-22). A continuación se mide por separado el voltaje a través de cada elemento. Primero se calcula I (un valor efectivo o rms) mediante

$$I = \frac{V_R}{R} \quad (11-33)$$

siendo R la resistencia y V_R el voltaje rms medido entre las terminales de la resistencia. A continuación se calcula C mediante

$$V_C = IX_C = \frac{I}{\omega C} = \frac{I}{2\pi f C} \quad (11-34)$$

o bien

$$C = \frac{I}{2\pi f V_C} \quad (11-35)$$

en donde V_C es el voltaje efectivo medido a través del capacitor.

Medición de la Inductancia con un Voltmetro de ca

Se puede hacer una medición rápida de la inductancia utilizando un voltmetro de ca y el voltaje de 115 V de ca de la línea de potencia. El método no es tan exacto como

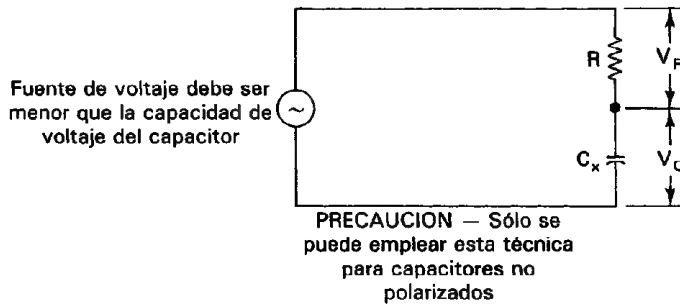


Figura 11-22 Circuito para medir capacitancia con un voltmetro de corriente alterna.

la medición con puente, pero produce valores que son adecuados para muchas aplicaciones. Su principal ventaja es que se puede hacer la medición con instrumentos disponibles comúnmente en el laboratorio de electrónica.

El método consiste en conectar la inductancia desconocida en serie con una resistencia R variable (como se muestra en la figura 11-23). Se aplica el voltaje total de corriente alterna a través de la conexión en serie y se iguala el voltaje a través de ambos elementos. Se efectúa la igualación midiendo primero el voltaje entre las terminales del inductor y a continuación conectando el medidor entre las terminales de R . Se ajusta el valor de la resistencia hasta que el voltaje a través de ella sea igual al voltaje medido a través del inductor. Cuando ambos voltajes son iguales, las impedancias del inductor y de la resistencia también son iguales. Por lo tanto, se pueden igualar y emplear la ecuación resultante para calcular el valor de la inductancia. La ecuación para el cálculo de L es

$$L = \frac{\sqrt{R^2 - r^2}}{2\pi f} \quad (11-36)$$

en donde R es el valor de la resistencia ajustable en equilibrio, r es el valor medido de la resistencia de la bobina en corriente directa, y f es 60 Hz (o cualquier otra frecuencia conveniente disponible).

Ejemplo 11-2

Se conecta un inductor desconocido en serie con una resistencia ajustable como se muestra en la figura 11-23. La resistencia del inductor a la corriente directa se había medido previamente siendo 100Ω . Cuando se conecta la conexión en serie con la corriente de línea de 60 Hz, se logra un estado de igual voltaje a través de ambos elementos al ajustarse a R a 3200Ω . Calcúlese el valor de la inductancia.

Solución. Empleando la ecuación (11-36), se calcula

$$L = \frac{\sqrt{R^2 - r^2}}{2\pi f} = \frac{(3200^2 - 100^2)^{1/2}}{6.28 \times 60} = \frac{3150}{377} = 8.4 \text{ H}$$

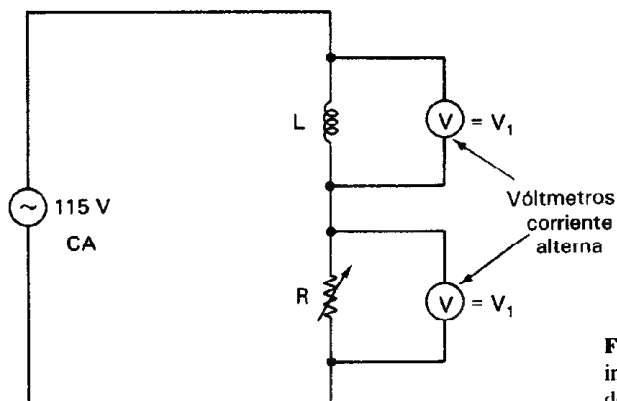


Figura 11-23 Medición de una inductancia desconocida con vóltmetros de corriente alterna.

MEDICIONES DE IMPEDANCIA COMPLEJA

Cuando se desea medir la impedancia compleja de un componente o circuito, la determinación de la magnitud de la impedancia $|Z|$ y el ángulo de fase θ permitirán expresar a la impedancia en forma polar [véase la ecuación (11-16)]. Por debajo de unos 100 MHz es por lo general suficiente medir el voltaje en las terminales del elemento, y la corriente que pasa por él, para determinar a $|Z|$. La diferencia de fases se puede calcular por varios métodos, incluyendo el empleo de un osciloscopio para mostrar una figura de Lissajous. Por otro lado, los instrumentos especiales, o sea, los medidores de impedancia vectorial, están especialmente diseñados para llevar a cabo esas mediciones de $|Z|$ y de θ en un amplio rango de frecuencias, con bastante facilidad.

Medidores de Impedancia Vectorial

Es casi imposible calcular teóricamente la impedancia de componentes eléctricos sencillos a altas frecuencias de RF (p. ej., de 10 MHz o más). En lugar de tratar de hacer esos cálculos, es usual medir la cantidad. El instrumento medidor de la impedancia vectorial está diseñado para medir la magnitud y la fase de la impedancia a la frecuencia de interés. El elemento o circuito de interés sólo se conecta a las entradas del medidor, se ajusta a la frecuencia deseada y se muestra en los medidores de doble tablero frontal la magnitud y el ángulo de fase de la impedancia. Los medidores de impedancia vectorial se fabrican para cubrir las frecuencias de AF o RF. Los medidores de frecuencia de audio tienen rango de 5 Hz a 500 kHz de $1\ \Omega$ a $10\ \text{M}\Omega$. El rango de los medidores de impedancia vectorial en radiofrecuencia (RF) es de 5 a 100 MHz y de $1\ \Omega$ a $100\ \text{k}\Omega$.

Los medidores de impedancia vectorial llevan a cabo sus funciones de medición pasando una corriente conocida de amplitud constante a través de una impedancia compleja. A continuación, miden la magnitud del voltaje en los extremos de la impedancia para obtener $|Z|$. Un medidor de fase interno en el instrumento determina el ángulo de fase entre el voltaje y la corriente. Sin embargo, debido a la impedancia de derivación (shunting), es difícil hacer pasar una corriente constante a través de una alta impedancia. Por lo tanto, se aplica un voltaje constante en los rangos de alta impedancia de los medidores de impedancia vectorial, y la corriente resultante es proporcional a la magnitud de la admitancia.

MEDICION DE Q

Se definió el factor de calidad Q de una bobina como la relación entre la reactancia de la bobina y su resistencia, o sea

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (11-37)$$

siendo ω la frecuencia de prueba ($\omega = 2\pi f$) y R es la resistencia efectiva en serie de la bobina. Es frecuente que la resistencia efectiva difiera mucho de la resistencia en corriente directa debido a efectos resistivos relacionados con la corriente alterna como las corrientes parásitas y el efecto superficial. Por lo tanto, R varía de una manera muy compleja con la frecuencia. Por este motivo no es usual calcular a Q a partir de R y a L . En lugar de ello, se determina indirectamente a R a partir de una medición de Q .

Una manera de medir Q es empleando el puente comercial de inductancia. Pero como los circuitos de puente de inductancia rara vez son capaces de producir una medición exacta cuando Q es alta, se fabrican medidores especiales para dar valores exactos al medir Q .

En la figura 11-24 se muestra el circuito del medidor Q común. Se emplea una fuente de voltaje de frecuencia variable (con una impedancia muy baja) para aplicar a la conexión en serie de un capacitor y el inductor que se está probando. Como la resistencia del inductor está en serie con la inductancia, esa conexión es una red RLC en serie. Variando la frecuencia de la fuente del voltaje, se puede encontrar la frecuencia de resonancia ω_0 del circuito. En resonancia, la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva del circuito se cancelan y únicamente la resistencia efectiva R_E del inductor limita la corriente. Así, en resonancia, la corriente en el circuito completo (valor rms) se calcula de

$$|I| = \frac{|V_1|}{R_E} \quad (11-38)$$

Como la corriente debe tener la misma magnitud en el circuito completo, la corriente en el capacitor, I_C también debe ser igual a

$$|I| = |I_C| = \omega_0 C |V_2| \quad (11-39)$$

Por lo tanto, en relación con el rápido aumento de I en resonancia, un voltmetro de alta impedancia conectado con los extremos del capacitor detectará un rápido aumento en $|V_2|$. Se sabe también que a la frecuencia de resonancia ω_0 ,

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (11-40)$$

Por lo tanto, combinando las ecuaciones (11-38), (11-39) y (11-40) se ve que

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{\omega_0 L}{R_E} = Q \quad (11-41)$$

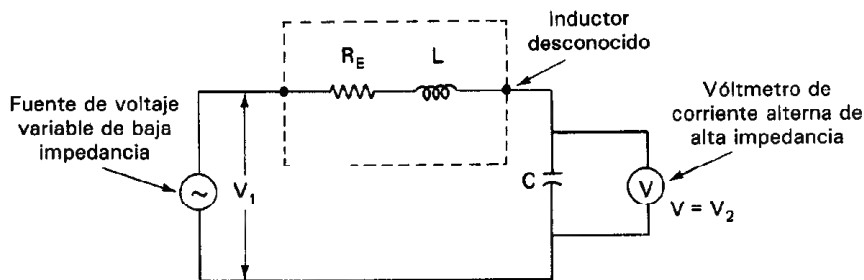


Figura 11-24 Circuito de un medidor de Q .

En los medidores de Q comerciales, un oscilador de variación continua con una impedancia de salida muy baja actúa como fuente del voltaje. El medidor también contiene un voltmetro de alta impedancia y un capacitor variable. La escala del voltmetro está calibrada para indicar Q directamente. Con frecuencia incluye una escala aparte para valores bajos de Q (entre 0 y 10). El rango de frecuencia de los osciladores es típicamente de 50 kHz a 50 MHz, con osciladores especiales disponibles para frecuencias más bajas y más altas. La exactitud de esos medidores de Q varía desde aproximadamente 1 a 5 por ciento, dependiendo de la magnitud de Q y de la frecuencia de resonancia.

PROBLEMAS

1. Calcúlese la capacitancia de un condensador si se deposita una carga de $100\ \mu\text{C}$ en las placas de la estructura cuando se aplican 15 V entre ellas.
2. ¿Cuánta carga se deposita en las placas de un capacitor de 300 pF si se les aplican 250 V?
3. Un capacitor de placas paralelas tiene una capacitancia de $10\ \mu\text{F}$. ¿Cuál será el efecto sobre la capacitancia de este componente si:
 - a) se triplica la superficie de las placas?
 - b) se aumenta la distancia entre las placas de 1 a 5 mm?
 - c) se cambia el dieléctrico de papel empapado en aceite por mica?
4. Si la capacitancia de un condensador de aire es 600 pF y se coloca un dieléctrico desconocido entre las placas, su capacitancia aumenta a 3240 pF. Identifíquese el material desconocido que se empleó como dieléctrico.
5. Si se conectan capacitores en paralelo entre sí, la capacitancia de la conexión completa está dada por la expresión

$$C_t = C_1 + C_2 + C_3 + \cdots + C_n$$

Si los capacitores se conectan en serie, la capacitancia está dada por

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \cdots + \frac{1}{C_n}$$

Calcúlese el valor total de la capacitancia, con capacitores cuyos valores individuales son $16\ \mu$, $32\ \mu$ y $40\ \mu$, cuando se les conecta

- a) en paralelo
 - b) en serie
6. Calcúlese el valor de la capacitancia total de la conexión que se muestra en la figura P11-1

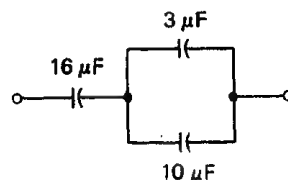


Figura P11-1

7. Explíquese por qué la corriente que pasa por un inductor no aumenta de inmediato a su valor máximo cuando se aplica un voltaje a través del inductor.

8. a) Se desarrolla un voltaje inducido de 3 V en una bobina cuando la corriente en ella cambia a una velocidad de 0.7 A/s. ¿Cuál es la inductancia de la bobina?
 b) ¿Cuál sería la inductancia de la bobina anterior si el voltaje inducido fuera
 1) 8 V?
 2) 0.06 V?
 3) 0.0001 V?
9. Si una bobina con 75 vueltas tiene una inductancia de $250 \mu\text{H}$, ¿cuántas vueltas se deben quitar para que tenga una inductancia de $200 \mu\text{H}$?
10. Calcúlese la densidad de flujo en el núcleo del electroimán que se muestra en la figura P11-2.

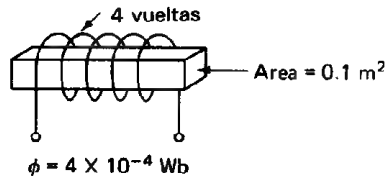


Figura P11-2

11. Calcúlese la inductancia de la bobina que se muestra en la figura P11-3.

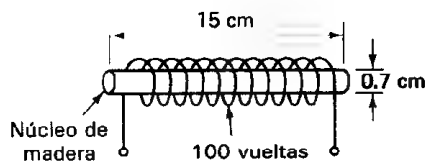


Figura P11-3

12. Calcúlese la inductancia del toroide que se muestra en la figura P11-4.

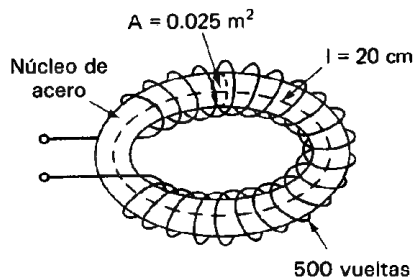


Figura P11-4

13. ¿Cuál es el efecto de las siguientes acciones sobre la inductancia de una bobina?
 a) Reduciendo el número de vueltas en un tercio
 b) Utilizando un núcleo de hierro en lugar de uno de aire
14. ¿Cuál es la reactancia de una bobina de 50 mH a
 a) 3000 Hz?
 b) 3000 kHz?
15. ¿A qué frecuencia tendrá una bobina de $325 \mu\text{H}$ una reactancia de 1500Ω ?
16. ¿Qué pasa con el valor de la reactancia inductiva si
 a) se duplica la inductancia?
 b) se triplica la frecuencia?
 c) se reduce la frecuencia a la mitad?

17. ¿Por qué es usual que los inductores y los transformadores estén encerrados en cajas metálicas?
18. ¿Qué tipos de metales se emplean por lo general para esas cajas?
19. ¿Qué significado tiene Q en un inductor?
20. Si un inductor de $350 \mu\text{H}$ tiene una resistencia de 80Ω a 4 MHz , ¿cuál es la Q de la bobina?
21. Para el transformador que se muestra en la figura P11-5, calcular la magnitud de V_2 , del voltaje inducido.

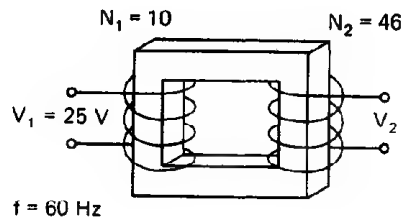


Figura P11-5

22. ¿Cuál es el valor de L_1 en la figura P11-6, si $E_0 = 0$?
23. ¿Cuál es el valor de R_4 en la figura P11-6?
24. Calcúlese el valor de Q de la red R_4/L_1 de la figura P11-6.

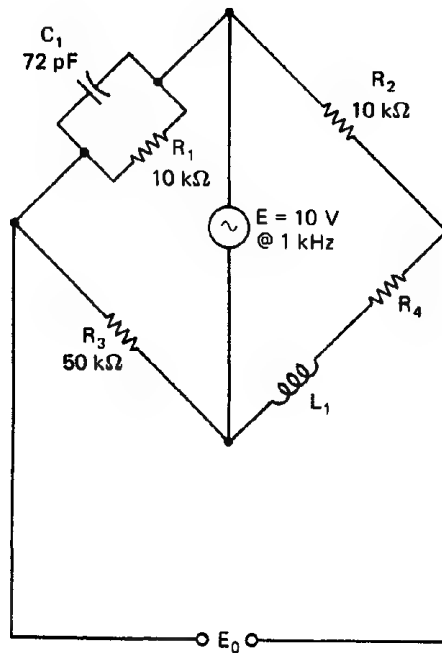


Figura P11-6

REFERENCIAS

1. Mullin, W. F., *ABC's of Capacitors* (Fundamentos de Capacitores). Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams, 1967.
2. Bukstein, E., *ABC's of Coils and Transformers* (Fundamentos de Bobinas y Transformadores). Indianapolis, Ind.: Howard Sams, 1968.
3. Stout, M. B., *Basic Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas Básicas), 2a. ed. Caps. 9-10, 12-14. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1960.
4. Oliver B. M., y Cage, J. M., ed., *Electronic Measurements and Instrumentation* (Mediciones Electrónicas e Instrumentación). Cap. 9. New York: McGraw-Hill, 1971.
5. Cooper, W. D., *Electronic Instruments and Measurement Techniques* (Instrumentos Electrónicos y Técnicas de Medición). Caps. 8 y 10. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1978.
6. Kaufman, M. y Seidman, A.H., eds., *Handbook for Electronic Engineering Technicians* (Manual para Técnicos en Ingeniería Electrónica). Caps. 2-5. New York: McGraw-Hill, 1976.

Fuentes de Señal de CD

Todos los circuitos y equipos eléctricos necesitan fuentes de alimentación de potencia. Algunos requieren potencia de ca, otros potencia de cd. Los amplificadores electrónicos que emplean FET, transistores y amplificadores operacionales necesitan *potencia de corriente directa* para poder amplificar las señales eléctricas (aunque esas señales estén en forma de corriente directa o alterna). Como los amplificadores se emplean en osciloscopios, voltímetros electrónicos, transmisores y receptores de radio, aparatos para sordera y un sinnúmero de otros equipos electrónicos, se necesitan fuentes de potencia de corriente directa para operar esos instrumentos. Sin embargo, la alimentación de potencia que entregan las estaciones generadoras a los hogares y laboratorios es corriente alterna de 60 Hz (véase el capítulo 9 para mayores detalles acerca de cómo se distribuye la potencia eléctrica). Para obtener potencia de corriente directa para los dispositivos electrónicos descritos, se debe emplear otra fuente, o se debe convertir la corriente alterna a directa. La *pila*, la *batería* y el *acumulador* son las alternativas más comunes de fuentes de corriente directa. Generan energía a partir de reacciones electroquímicas para suministrar esa potencia. Por otro lado, el dispositivo que se emplea para convertir la corriente de línea de 60 Hz a corriente directa a los niveles de corriente y voltaje deseados se llama *f fuente de poder de cd*. Esta fuente de poder se puede construir como un equipo separado de laboratorio. También se puede diseñar como parte integral del equipo que necesita la corriente directa, pero que funciona con la línea de potencia de ca.

BATERIAS

Las pilas y baterías fueron las primeras fuentes disponibles de corriente directa y por ello se emplearon casi exclusivamente para alimentar los primeros circuitos electrónicos (como p. ej., los amplificadores o los radios). Se honró a Alessandro Volta, de Italia, dándole el nombre de volts a las unidades de potencial eléctrico, por su trabajo precursor que condujo al desarrollo de las baterías en las postrimerías del siglo XVIII. Su primera batería en el año de 1800 consistía de discos alternados de zinc y plata separados por cartón humedecido en salmuera y se le llamó “pila voltaica”. No fue sino hasta 1859 en que Gaston Planté desarrolló la primera batería automotriz moderna.

Aun cuando las baterías son dispositivos relativamente simples, sus reacciones químicas son muy complejas. Los científicos debaten todavía acerca de las reacciones químicas que se presentan en la pila común y corriente de zinc-carbón que se emplea en muchas linternas sordas. Debido a que esas pilas se deben cargar o cambiar periódicamente, la mayor parte del equipo electrónico no portátil emplea las fuentes de poder de cd para generar los voltajes de cd que necesiten. Sin embargo, los avances en componentes electrónicos que sólo necesitan de pA para funcionar p. ej., han permitido que más equipo pueda funcionar con pilas y baterías. Los transmisores que envían señales de transductores a equipo de procesamiento de señales sobre pares trenzados de conductores están siendo reemplazados por chips con integración a escala muy grande (VLSI) operados por baterías que trabajan tanto como transmisores como acondicionadores de señal. La señal acondicionada se transmite a través de una fibra óptica (como se describe en el capítulo 17). Esos sistemas electrónicos se pueden alimentar mediante nuevas baterías avanzadas como la de litio-dióxido de azufre. Este tipo de batería dura 5 años antes de necesitar servicio, y puede durar almacenada hasta unos 20 años. (En español, se acostumbra dar el nombre de *pila* o *batería* al par de electrodos que genera la fuerza electromotriz, y *batería* a un conjunto de pilas, conectadas generalmente en serie. *Acumulador* es una *batería* de pilas reversibles. En inglés, a todo lo anterior con frecuencia se le llama “battery” (batería). En adelante, emplearemos sólo el vocablo *batería* para designar una fuente electroquímica de corriente, a excepción de los acumuladores automotrices, que se les llamará con ese nombre siempre que se pueda.)

Muchas baterías funcionan debido a la diferencia en la función trabajo de los metales que se emplean como sus electrodos, aunque la energía esté almacenada en el electrolito. Por ejemplo, la diferencia de potencial (diferencia en función trabajo) de la pila de zinc y carbón es aproximadamente de 1.5 volts, y de la batería de plomo es de 2.2 volts. A esta diferencia de potencial se le llama voltaje de celda. Una pila de níquel-cadmio consiste de un electrodo negativo de cadmio, un electrodo positivo de hidróxido de níquel y una solución acuosa de hidróxido de potasio como electrolito. Hay tres clases de pilas de litio que se basan en su sistema electroquímico: 1) el cátodo sólido y electrolito líquido, 2) el cátodo sólido y electrolito sólido, y 3) el cátodo soluble y electrolito líquido. En la tabla 12-1 se resumen algunas de las propiedades de las baterías que se consiguen en el comercio.

batería común de zinc-carbón para linternas sordas es una pila seca que tiene un electrólito de cloruro de amonio y cloruro de zinc. El acumulador de plomo para uso automotriz es una batería húmeda que emplea como electrólito ácido sulfúrico (H_2SO_4) diluido en agua.

Se hace otra clasificación entre pilas *primarias* y pilas *secundarias*. En una pila primaria no puede ser restaurado un electrodo descompuesto mediante recarga para utilizarse de nuevo. Las reacciones químicas que originaron su descomposición son irreversibles. Una *pila secundaria* tiene una propiedad que una vez descargada la batería y parcialmente descompuestos sus electrodos, se puede restaurar a su estado químico inicial mediante otra fuente externa de energía (como una fuente de poder para recarga de baterías). La fuente externa recarga la batería pasando una corriente eléctrica entre las terminales de la batería en dirección contraria a la de su flujo normal de corriente.

El tamaño de la batería determina la cantidad total de energía que puede entregar (mientras haya más electrólito y más material en los electrodos, durante mayor tiempo se podrán sostener las reacciones generadoras de energía). La cantidad llamada *capacidad* de una batería indica el número de *amperes-hora* (A-h) que puede suministrar una batería antes de que el voltaje entre sus terminales baje de un nivel determinado. Sin embargo, una batería de 1.2 A-h no entrega 1.2 amperes durante una hora. En lugar de ello, una batería entregará corriente durante tiempos variables que dependen de la velocidad de descarga. La mayoría de los fabricantes especifican un tiempo de descarga basado en velocidad de descarga de $C/20$ (siendo C un número igual a la capacidad en amperes-hora). Siempre se debe preguntar al fabricante cómo se determinaron los A-h. Por ejemplo, en un acumulador sellado de plomo y ácido, con capacidad de 1.2 A-h, una velocidad de descarga de $C/20$ ($1.2 \text{ A}/20 = 60 \text{ mA}$) permitirá que la batería trabaje 20 horas [figura 12-1 a)] si la temperatura es constante de 20°C . Una disminución de la temperatura reducirá sensiblemente la capacidad de A-h en una batería, como lo muestra la figura 12-1 b).

Otra forma de medir la capacidad de una batería es especificando la cantidad total de energía (en joules) que puede suministrar antes de que su voltaje caiga por debajo de un valor especificado. Con esta medida, una pila tipo de zinc-carbón de linterna sorda puede suministrar $2 \times 10^4 \text{ J}$ bajo condiciones de descarga moderada (es decir, no más que unos 100 mA en cualquier instante). Un acumulador automotriz puede dar aproximadamente 100 veces la energía que la de una pila de linterna sorda.

La mayor parte de las baterías tienen una *vida de almacenamiento* limitada. Esta cantidad se define generalmente como el periodo necesario para reducir el voltaje de la batería a un porcentaje determinado (generalmente hasta el 90 por ciento) de su valor original, si no se usa la batería.

En la figura 12-2 a) se muestra una gráfica que indica las características de descarga de varias baterías. La vida de almacenamiento de una batería depende mucho de la temperatura [figura 12-2 b)] así como de la densidad de energía por unidad de volumen [figura 12-2 c)]. La selección de baterías se debe basar en muchos factores además de la capacidad en A-h. Algunas particularidades de las baterías que se de-

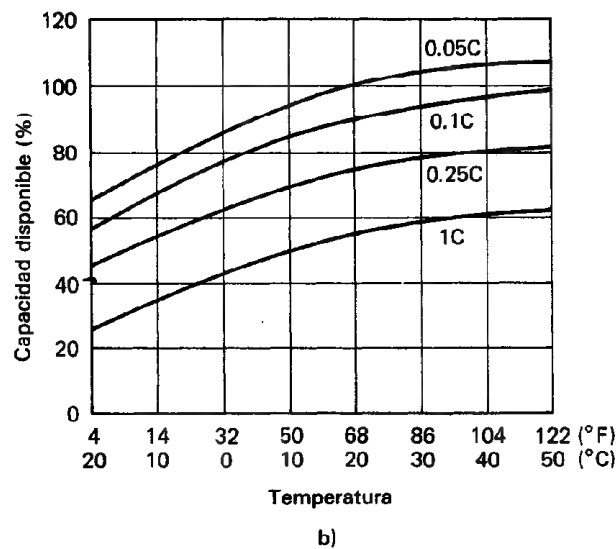
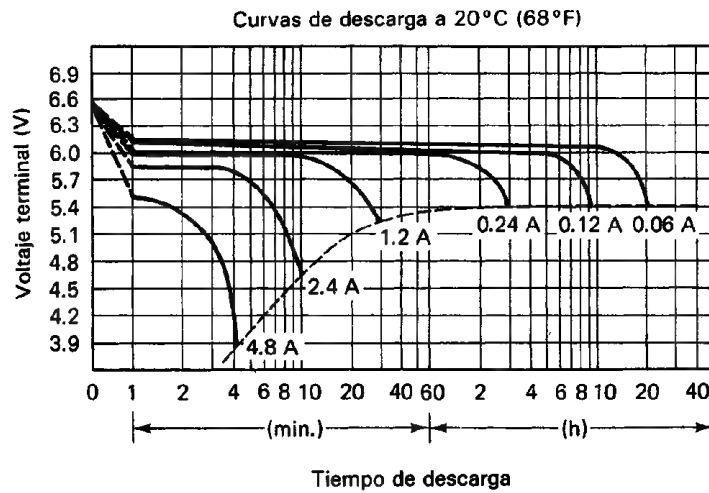


Figura 12-1 Características de un acumulador sellado de 6 V, 1.2 A-h, al que con frecuencia se le llama celda de gel: a) características de descarga; b) efectos de la temperatura y rapidez de descarga sobre la capacidad disponible.

ben considerar son el tamaño físico, las características de carga y descarga, el costo del ciclo de vida, el ciclo de trabajo, la vida en almacenamiento, el modo de falla, los costos de diseños especiales, peligros del ambiente, costo por watt-hora de tiempo de servicio y costos de mantenimiento. La decisión acerca del tipo de batería a emplear

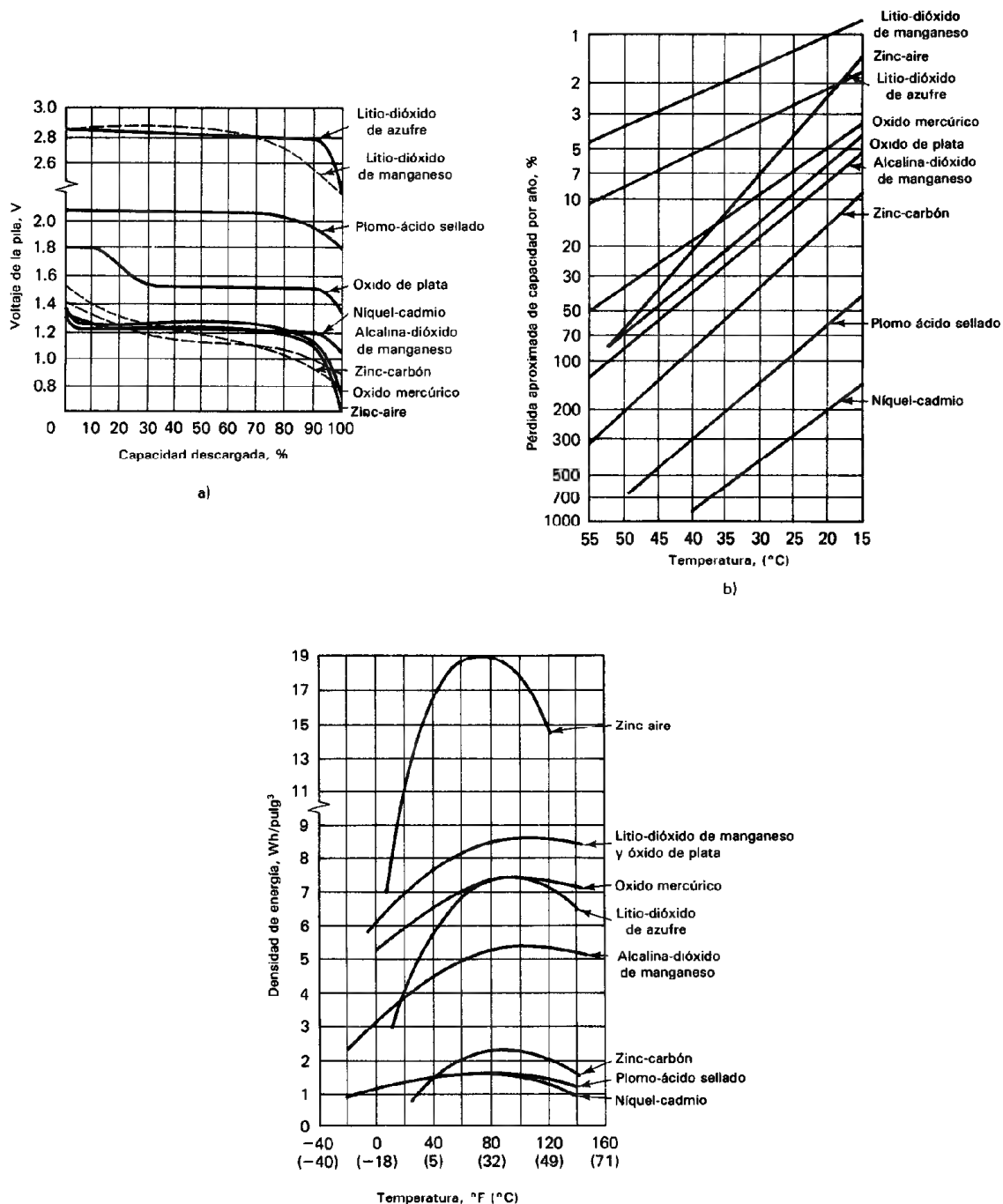


Figura 12-2 Características de las principales baterías: a) propiedades de descarga de las principales baterías; b) pérdida de capacidad como función de la temperatura; c) densidad de energía como función de la temperatura. [Datos de las gráficas tomados de *Handbook of Batteries and Fuel Cells* (Manual de Baterías y Celdas de Combustible), editado por David Linden (New York: McGraw-Hill, 1984), y Duracell, Inc.]

no debe ser decisión de último minuto en el diseño de un producto. En lugar de ello, se debe considerar con cuidado al principio de la etapa de diseño. Un marcapasos es un ejemplo importante de una aplicación en la que se han de considerar todos los aspectos de una batería (debido a la naturaleza crítica de la falla de la batería).

Resistencia Interna de una Batería

La batería se emplea como fuente de voltaje y se trata como tal al analizar un circuito. Sin embargo, las características eléctricas de las baterías reales no son exactamente iguales a las de una fuente ideal de voltaje. La principal diferencia entre ellas es que se define una fuente ideal de voltaje como la que tiene resistencia cero, mientras que la batería real siempre presenta algo de resistencia. Esta resistencia existe porque la corriente eléctrica generada en una batería debe pasar primero a través del electrolito y los electrodos antes de alcanzar el circuito externo. Como estos componentes de una batería no son conductores perfectos, a la corriente se le presenta una impedancia antes de poder alcanzar al circuito externo. A esa impedancia se le llama la *resistencia interna* de la batería. En el modelo de circuito que se emplea para representar las baterías reales, se muestra la resistencia interna conectada en serie con la fuente ideal de voltaje [figura 12-3 a)].

El valor de la resistencia interna varía con el estado y edad de la batería. Por ejemplo, la resistencia interna de una pila seca de zinc-carbón recién preparada es de aproximadamente $0.05\ \Omega$, mientras que la resistencia interna de la misma pila almacenada un año sin usarse puede ser de $100\ \Omega$ o mayor. Cuando la resistencia interna de una batería se hace demasiado grande, la celda de voltaje a través de esa resistencia crece tanto que hace inútil la pila como fuente de voltaje.

Para medir en forma experimental la resistencia interna de una batería, se puede usar un circuito como el que se muestra en la figura 12-3 b). La resistencia R debe ser de unos $10\ \Omega$ y una potencia de $\frac{1}{2}\text{ W}$ (o más). Para obtener resultados exactos, se debe emplear un voltmetro digital para llevar a cabo la medición (aunque también se puede emplear cualquier otro voltmetro).

Primero se mide el voltaje entre las terminales de la batería con el interruptor abierto. A este voltaje se le llama *voltaje de circuito abierto* de la batería (V_{OC}). A

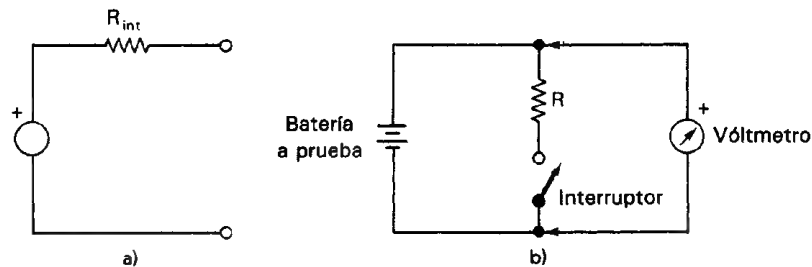


Figura 12-3 a) Modelo de circuito equivalente de una batería; b) circuito empleado para medir la resistencia interna de una batería.

continuación se cierra momentáneamente el interruptor y se mide de nuevo el voltaje. Al segundo valor del voltaje se le llama *voltaje con carga*, V_L (o voltaje terminal). La resistencia interna de la batería R_{int} se calcula con la ecuación

$$R_{\text{int}} = R \left(\frac{V_{\text{oc}}}{V_L} - 1 \right) \quad (12-1)$$

Ejemplo 12-1

Si una batería conectada como se muestra en la figura 12-3 b) tiene V_{oc} de 1.50 V y un V_L de 1.41 V, ¿cuál es la resistencia interna de la batería (suponiendo que $R = 10 \Omega$)?

Solución. Utilizando la ecuación (12-1) se obtiene

$$\begin{aligned} R_{\text{int}} &= R \left(\frac{V_{\text{oc}}}{V_L} - 1 \right) = 10 \left(\frac{1.50}{1.41} - 1 \right) \\ &= 10(1.06 - 1) \\ &= 0.6 \Omega \end{aligned}$$

Ejemplo 12-2

Si la misma batería ha envejecido y ahora tiene una resistencia interna de 100Ω , ¿Cuál será el valor de V_L si se usa el circuito de medición de la figura 12-4 (con $R = 10 \Omega$)?

Solución. El voltaje de circuito abierto de la batería V_{oc} permanece en 1.50 V. Entonces, empleando la ecuación (12-1) y despejando a V_L , se obtiene

$$\begin{aligned} R_{\text{int}} &= R \left(\frac{V_{\text{oc}}}{V_L} - 1 \right) \\ V_L &= \frac{V_{\text{oc}}}{1 + R_{\text{int}}/R} \\ &= \frac{1.5}{1 + 100/10} = \frac{1.5}{11} \\ &= 0.14 \text{ V} \end{aligned}$$

Tipos Comunes de Baterías

Los siguientes tipos de baterías son los que se pueden encontrar con mayor facilidad en las aplicaciones de medición: 1) zinc-carbón, 2) zinc-aire, 3) litio, 4) plata-óxido, 5) de mercurio, 6) níquel-cadmio, 7) alcalina de manganeso y 8) plomo-ácido. A continuación se describen en forma breve sus principales características y se indica dónde es más probable su empleo.

La *batería de zinc-carbón* es una pila seca primaria desarrollada por Georges Le Clanché en 1868. Cuando está recién preparada, tiene un voltaje terminal de aproximadamente 1.55 V. Las baterías del tipo zinc-carbón se fabrican con valores de voltaje de 1.5, 3, 6, 7.5, 22.5, 25, 67 y 90 V. Esas baterías se emplean con mucha frecuencia debido a su bajo costo y diversidad de aplicaciones. Sin embargo, presen-

tan las siguientes desventajas: Primero, su capacidad depende mucho de la velocidad de descarga. Segundo, tienen limitaciones de temperatura (a temperaturas por debajo del punto de congelación son muy ineficaces). Tercero, como el electrodo de zinc forma parte de la pared exterior de la pila, su disolución debilita la estructura de la celda. A veces esto origina que se rompa la funda y se derrame su contenido corrosivo. Por lo tanto, el equipo nunca se debe almacenar con esas pilas secas instaladas. La figura 12-4 a) muestra una pila de zinc-carbón.

Una *batería de zinc-aire* se diferencia de todas las demás debido a que el oxígeno del aire es el material activo del cátodo. Esta batería primaria tiene la mayor densidad de energía de las baterías comerciales y es de aproximadamente 10 veces la del acumulador de plomo. Además, se puede almacenar hasta durante 10 años antes de activarse. Como su tamaño es pequeño en relación a una determinada capacidad, se está empleando ampliamente en equipo médico portátil como audífonos para sordera, monitores del corazón y localizadores. Una vez que se activa la batería se debe usar en el término de un año para obtener su capacidad especificada de A-h. Su salida normal puede ser tan alta como 7 A, pero se pueden obtener mayores salidas conectando las baterías en serie, en paralelo, o en serie-paralelo.

El término *batería de litio* se aplica a muchos sistemas electroquímicos basados en un ánodo de litio. El cátodo positivo se puede fabricar con aproximadamente una docena de materiales distintos. La mayoría de las baterías de litio trabajan entre -400°C hasta 71°C . Esta batería puede ser de tipo primario o secundario. Los tipos primarios pueden tener una vida de almacenamiento de hasta 20 años. La de litio-dióxido de azufre es la preferida para muchas aplicaciones militares. La densidad de energía de esta batería es aproximadamente 4.7 veces la de un acumulador plomo-ácido. Está sustituyendo a la mayor parte de pilas exóticas de uso militar como la de zinc-óxido de plata y la de litio-cloruro de tionilo. La aceptación de este tipo de batería para muchos productos de consumo, como cámaras, audífonos para sordera y control de procesos industriales, ha aumentado su producción y disminuido su costo. Como batería secundaria, el sistema de litio-disulfuro de molibdeno tiene una densidad de energía de 100 watt-horas/kilogramo (w-h/kg) que es cuatro veces mayor que la batería de níquel-cadmio. Debido a su gran confiabilidad y larga vida de almacenamiento, la batería de litio-yoduro se emplea para hacer funcionar la mayoría de los marcapasos cardíacos. Tiene una vida esperada de 10 años cuando se descarga a $7\ \mu\text{A}$.

La *batería plata-óxido* tiene una curva característica de voltaje de descarga extremadamente plana, una larga vida de almacenamiento y un amplio rango de temperaturas de operación. Tiene una velocidad de autodescarga de un 6 por ciento por año, comparada con el 1 por ciento de las baterías de litio. Una ventaja de esta batería sobre la correspondiente de mercurio es su mayor voltaje de celda, de 1.5 volts. Sin embargo, los mayores costos de material pueden eliminar la ventaja del voltaje de celda de esta batería primaria.

La *batería de mercurio* que aparece en la figura 12-4 c) es una celda primaria que tiene la ventaja de mantener un voltaje terminal relativamente constante (1.35 a 1.4 V) a través de su vida útil. Esta estabilidad de voltaje la hace atractiva especial-

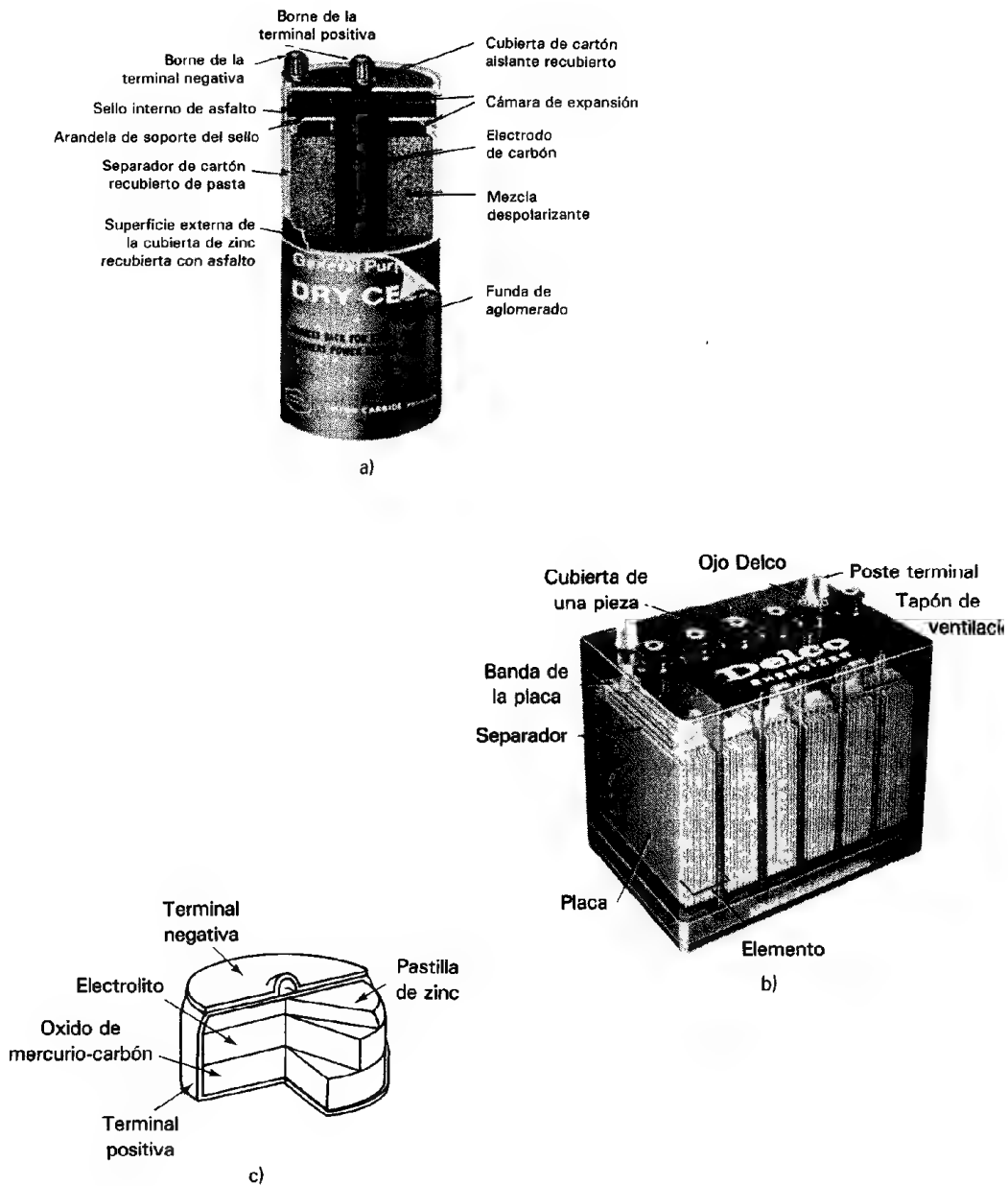


Figura 12-4 Composición de varios tipos de baterías: a) pila seca de zinc-carbón (cortesía de Union Carbide Corp.); b) acumulador automotriz de plomo (cortesía de Delco-Remy, División de General Motors); c) batería de mercurio.

mente para su empleo en dispositivos que necesitan un voltaje específico para trabajar en forma correcta. A veces, las baterías de mercurio también se emplean como referencias de voltaje para circuitos de medición. Cuando se agota una batería de mercurio, su resistencia interna sube drásticamente (dentro de las 2 o 3 h del término de su vida de 150 horas). La capacidad de amperes-hora es mayor que una pila de tamaño semejante de zinc-carbón en un factor de aproximadamente 3. Las principales desventajas de las baterías de mercurio son la gran disminución de su capacidad a temperaturas menores de 4°C. Esas baterías se basan en sistemas que tienen cadmio o zinc como ánodo. La que tiene ánodo de cadmio (que a veces se le llama mercad) tiene un voltaje de celda de sólo 0.85 V, y la de ánodo de zinc de 1.2 V. Ambos tipos son primarios y tienen una buena capacidad por unidad de volumen. Se emplean en cámaras, instrumentos y relojes.

Las *baterías de níquel-cadmio* son celdas secundarias que se recargan fácilmente con un cargador sencillo. Se adaptan muy bien al uso como fuentes de poder en los aparatos operados por baterías. Bajo uso normal, esas baterías se pueden recargar varios cientos de veces y no se perjudican por cargas grandes, sobrecarga, dejarlas descargar y bajas temperaturas. Su voltaje terminal es de aproximadamente 1.25 V, y se pueden fabricar en muchos tamaños y capacidades diferentes. Aunque el costo inicial de estas baterías es alto, su costo por uso resulta en una suma muy pequeña debido a que se recargan muchas veces. Además de la batería de níquel-hidruro que tiene aproximadamente 175 por ciento más de capacidad que una de níquel-cadmio del mismo tamaño. Por ejemplo, la batería tamaño AA de níquel-hidruro tiene una capacidad de 1070 mA-hr, lo cual equivale a una densidad de energía de 175 Whr/L (54 Whr/kg). Una gran ventaja de la batería de níquel-hidruro es que no contiene materiales tóxicos ni tienen la memoria de carga/descarga que está asociada con la batería níquel-cadmio. Ambas baterías se cargan por lo general con una fuente de corriente constante con capacidad de $C/10$ (C es la capacidad en A-hr de la batería). Se pueden hacer cargas más rápidas, hasta C , pero se debe usar un sensor de temperatura (o interruptor térmico) para detener la carga antes de que la temperatura de la batería alcance 45°C. Es usual hacer una carga lenta con corriente constante a $C/20$ y una carga flotante a $C/30$. Se pueden cargar y descargar ambos tipos de baterías de 400 a 500 veces.

La *batería alcalina de manganeso* se puede fabricar ya sea como celda primaria o secundaria, pero el tipo primario es el más común. Esta batería es muy semejante en su construcción y voltaje terminal (1.5 V) a la celda de carbón-zinc, pero tiene una resistencia interna más baja, una mayor vida de almacenamiento y una mayor capacidad de energía que la de carbón-zinc. Además, las celdas alcalinas pueden trabajar a temperaturas tan bajas como -40°F. Aunque su costo inicial es mayor, las capacidades mayores de las celdas alcalinas hacen que el costo por ampere-hora sea menor que el de las de carbón-zinc.

El *acumulador de plomo* que se usa en los automóviles está constituido por celdas húmedas secundarias. En la figura 12-4 b) se muestra un ejemplo. Cada celda de plomo tiene un voltaje terminal de aproximadamente 2.2 V cuando está completamente cargada. Los requerimientos de los sistemas eléctricos automotrices, de 6 y 12 V,

se satisfacen colocando tres o seis celdas en serie. Como el acumulador de plomo está compuesto de celdas secundarias, se puede recargar a su estado inicial cientos de veces después de una descarga parcial. Sin embargo, los acumuladores de plomo son muy voluminosos y necesitan de algo de mantenimiento para dar un servicio adecuado.

También se tiene el acumulador sellado de plomo-ácido, el cual es muy usado como batería secundaria. Hay dos categorías generales, la celda de gel (en la que el electrolito es un gel polimérico) y la de electrolito agotado (que tiene poco o nada de electrolito fluido libre). Ambos tipos tienen un rango más amplio de temperaturas de operación que la batería de NiCd. El acumulador sellado plomo-ácido es una alternativa muy conveniente económicamente, cuando el tamaño y el peso no son factores importantes en la selección del tipo de batería.

Un cargador de baterías es un dispositivo capaz de suministrar corriente directa a la batería con objeto de regresarla al estado químico de alta energía. Hay tres técnicas básicas que emplean comúnmente esos dispositivos para cargar las baterías: voltaje constante, corriente constante y corriente menguante, también se emplean combinaciones de esas técnicas y se llaman sistemas de dos pasos. Las curvas características de esos sistemas se muestran en la figura 12-5.

La mayor parte de los acumuladores se dañan si se sobrecargan repetidas veces y también tienen una vida corta si se descargan repetidamente (p. ej., si se descargan hasta que virtualmente ya no quede energía almacenada). Las baterías secundarias (baterías en las que el proceso electroquímico es reversible) necesitan de un cargador con las ca-

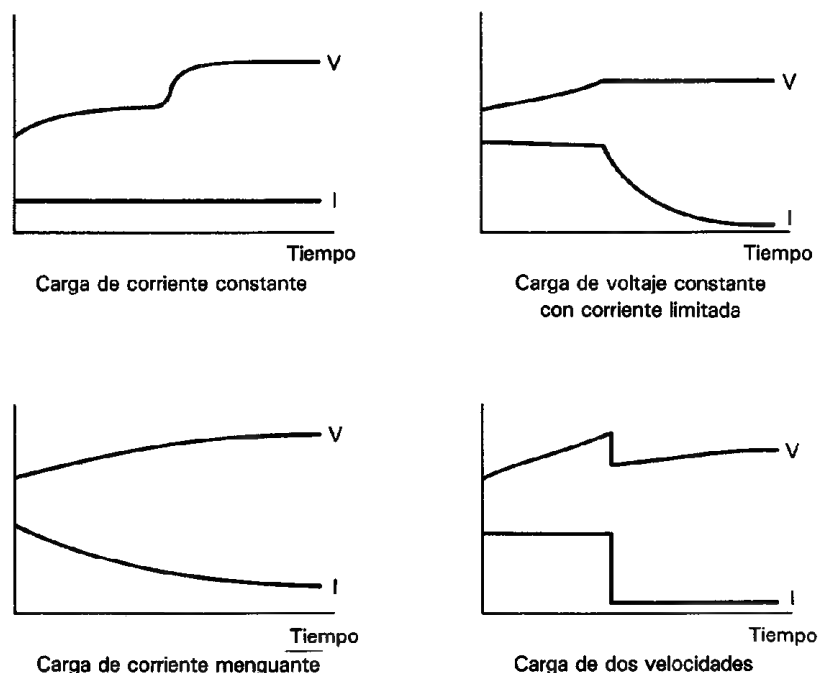


Figura 12-5 Curvas típicas de carga para las baterías.

racterísticas adecuadas al tipo de batería y su uso final. Por ejemplo, se emplea un *cargador flotante* para instrumentación, baterías de respaldo de emergencia en hospitales, sistemas de alumbrado de emergencia en edificios, sistemas telefónicos y subestaciones eléctricas. No sería adecuado el *cargador flotante* para un sistema de adquisición de datos portátil porque tomaría demasiado tiempo el recargar sus baterías.

Las baterías son sensibles a la temperatura y, por lo tanto, un cargador de voltaje constante debe compensar los cambios en el voltaje terminal cuando cambia la temperatura de la batería. Esto significa que la salida del cargador de voltaje constante también debe modificarse cuando cambia la temperatura. Una batería puede permanecer conectada en forma indefinida a ese cargador de voltaje compensado sin ser dañada. Por otro lado, la salida de un cargador de corriente constante no se modifica cuando cambia la temperatura. Por lo tanto, si una batería permanece demasiado tiempo conectada a un cargador de corriente constante, se puede dañar por sobrecarga. Como resultado, el tiempo de carga cuando se emplea el cargador de corriente constante depende del estado de descarga de la batería.

Es usual que la carga de las baterías de respaldo o de reserva se lleve a cabo mediante una carga lenta o una carga flotante. Las baterías conectadas a cargadores con carga lenta no se conectan a una carga hasta que la fuente primaria falla, mientras que las baterías que se cargan por flotación también están conectadas a la carga. Los cargadores de carga lenta sólo suministran la corriente suficiente para compensar las pérdidas internas de la batería. Los *sistemas de carga flotante* dan la corriente suficiente a una batería para que no se descargue más del 10% (excepto cuando la fuente del propio cargador falla).

FUENTES DE PODER DE CD

Para convertir la alimentación eléctrica de 115 V, 60 Hz, fácilmente disponible, a la forma de corriente directa necesaria para la operación de dispositivos electrónicos, se emplea una *f fuente de poder de corriente directa*. En realidad la fuente de poder no genera potencia, sólo convierte la potencia de ca a un voltaje o corriente de cd. Se puede diseñar las fuentes de poder para suministrar ya sea *voltaje constante* (cv) o *corriente constante* (cc). Algunos equipos de laboratorio para propósito general, pueden sin embargo, operarse tanto en el modo de corriente constante como de voltaje constante (pero un solo modo a la vez, no ambos), esas fuentes son referidas como modelos de voltaje constante/corriente constante (cv/cc). Cuando se operan las fuentes de poder para dar un voltaje constante (que es el modo que se usa casi siempre), su función es exhibir las características de una *f fuente de voltaje constante*. Esto es, una vez que se ajusta el voltaje de la fuente de voltaje constante, el voltaje de salida seleccionado debe permanecer constante en el tiempo y en respuesta a variaciones en las demandas de corriente de salida. La figura 12-6 a) muestra la característica de corriente contra voltaje que debe tener toda fuente ideal de voltaje constante. Se ve que el voltaje de salida V_{sal} permanece constante para todos los valores de corriente de salida que debe suministrar la fuente (I_{sal}). Como la figura 12-6 a) indica

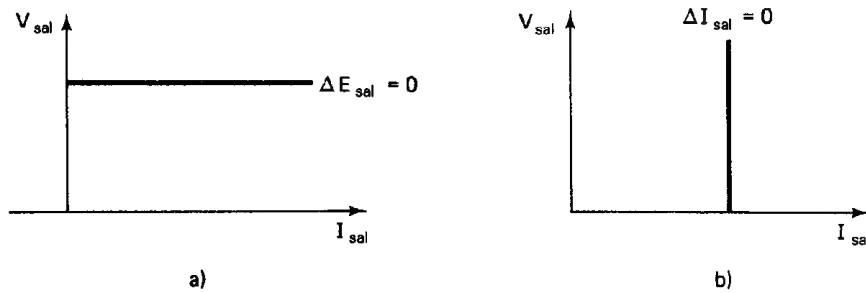


Figura 12-6 a) Salida característica de una fuente de poder ideal de voltaje constante;
b) salida característica de una fuente de poder ideal de corriente constante.

que la relación $\Delta V_{sal}/\Delta I_{sal}$ es cero, una fuente de poder de voltaje constante ideal debe tener una resistencia de salida de cero ohms. Las fuentes típicas de poder de voltaje constante se pueden conseguir con resistencias de salida menores que 0.01Ω a 60 Hz.

Para la aplicación ocasional que se necesite de una fuente de corriente constante (en lugar de un voltaje constante), se debe emplear una fuente de poder de corriente constante. Así como la fuente de voltaje constante varía su corriente de salida en respuesta a cambios de resistencia de carga, la fuente de corriente constante cambia su voltaje de salida cuando cambia la resistencia de la carga. La característica I - V que muestra una fuente ideal de corriente constante aparece constante, I_{sal} , sin importar el voltaje de salida que se necesite. Esto significa que la relación $\Delta V_{sal}/\Delta I_{sal}$ es infinitamente grande y que la resistencia de salida de una fuente de corriente constante es infinita. Las fuentes reales de corriente constante tienen resistencias de salida mayores que $1 M\Omega$. Para comprender cómo las fuentes, tanto de voltaje constante como de corriente constante, pueden convertir corriente alterna a cantidades en corriente directa, analícese la figura 12-7.

De esta figura se ve que el voltaje de entrada de ca 115 V, primero se sube o se baja mediante un transformador. El cambio inicial de voltaje permite a la fuente de poder suministrar voltajes que pueden ser muy diferentes al de línea de 115 V. A continuación, el voltaje transformado (todavía a 60 Hz) se alimenta a un rectificador (que se describió en el Capítulo 4). Este rectificador convierte el voltaje de corriente alterna a un voltaje rectificado de corriente directa. (La salida del rectificador que se muestra en la figura 12-7 es una forma de onda de rectificación completa aunque también se pueden conseguir rectificadores de media onda y de pico.) La onda rectificada se alimenta a continuación a un filtro que suaviza la variación o rizo de la onda rectificada. Los filtros pueden eliminar la mayor parte, pero no todo, el rizo de la onda rectificada. Por lo tanto, la salida de un filtro es una cantidad en corriente directa con un componente residual de corriente alterna superpuesto a él (figura 12-8). Sin embargo, si se ha empleado la suficiente filtración, la magnitud del componente residual de corriente alterna es lo suficientemente pequeña como para no alterar el

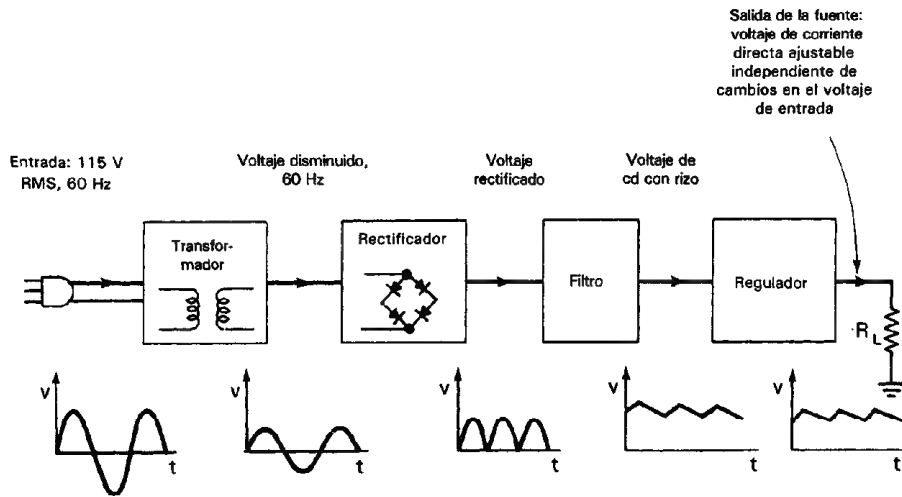


Figura 12-7 Diagrama de bloques del funcionamiento de la fuente de voltaje de corriente directa.

funcionamiento del dispositivo que toma la corriente de la fuente. La magnitud del voltaje residual de rizo en la salida de una fuente de poder se expresa en términos de su valor rms. Las fuentes comerciales típicas tienen voltajes de rizo en sus salidas que pueden ser desde menos de 0.1 mV hasta aproximadamente 10 mV. El rizo de la fuente de poder se puede mostrar y medir con un osciloscopio. Como se vio en el capítulo 6, colocando el selector de acoplamiento de entrada de un osciloscopio a su posición de ca, se observa fácilmente la pequeña amplitud de la señal de rizo aún cuando el rizo en realidad está superpuesto a un nivel mucho mayor de cd.

Esta onda filtrada se puede emplear como salida de corriente directa de la fuente, pero es más útil si se agrega una modificación más. Tal como sale del filtro, el valor del voltaje de salida está determinado por el nivel de voltaje de entrada y por la construcción del transformador. No hay manera de ajustar la magnitud del nivel de salida. Además, cualquier variación en el voltaje de línea o en la corriente de la carga

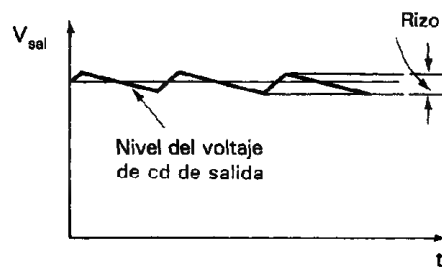


Figura 12-8 Forma de onda de corriente directa con rizo.

podría variar el nivel de salida de cd. Para instrumentos que necesitan un nivel constante de voltaje, esa variación (posiblemente mayor que la variación debida al rizo residual) podría ser demasiado grande para permitir el funcionamiento correcto. Por esas razones, se debe instalar un dispositivo de regulación para permitir ajustes del nivel de salida y mantenerlo constante, una vez que se ha seleccionado. Con ayuda del *regulador*, la salida de la fuente es un voltaje de cd que se puede ajustar en todo el rango designado.

La capacidad de una fuente de poder para mantener constante un voltaje una vez que se ha escogido un nivel de salida se llama la *capacidad de regulación*. Esta cantidad se expresa en porcentaje de cambio de la salida por cada uno por ciento de cambio en el voltaje de entrada. Otra manera de expresar la regulación es especificar el cambio porcentual máximo en voltaje de salida para un cambio particular en el voltaje de entrada (generalmente de 105 V a 125 V). Los valores típicos de capacidad de regulación en las diferentes fuentes de poder permiten un cambio de aproximadamente 0.05 por ciento en la salida para una variación de 20 V (105 V a 125 V) en la entrada.

Como los circuitos de instrumentación necesitan por lo general corrientes muy pequeñas, las fuentes de poder se pueden colocar dentro de un instrumento. Los dispositivos que lo han hecho posible y económico son los reguladores de voltaje de circuito integrado como el LM317. Hay más de cien tipos de reguladores de circuito integrado de donde escoger. La mayoría de ellos son de uso muy sencillo y están bien documentados por los fabricantes. En la figura 12-9 se muestra un circuito típico para el LM317. Nótese que el voltaje de entrada puede ser tan alto como 37 volts. Debido a las pérdidas en el regulador, el voltaje de entrada (V_{ent}) debe ser al menos 3 volts mayor que el voltaje de salida (V_{sal}). El voltaje entre V_{sal} y V_{ent} es un ajuste de precisión de 1.25 V que requiere cuando menos 5 mA para funcionar correctamente. Este voltaje constante de referencia está a través de $R1$. Como la terminal ADJ entrega muy poca corriente (100 μ A), toda la corriente que pasa a través de $R1$ también va a pasar a través de $R2$. Por la ley de voltaje de Kirchhoff, el voltaje de salida es

$$V_{sal} = iR1 + iR2 \quad V_{sal} - V_{ADJ} = 1.25 \text{ volts}$$

$$V_{sal} = \frac{V_{sal} - V_{ADJ}}{R1} (R1) + \frac{V_{sal} - V_{ADJ}}{R1} (R2) = 1.25 \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (12-2)$$

Si se sustituye $R2$ por una resistencia variable, se puede ajustar el voltaje de salida.

Es muy importante que la pérdida de potencia del regulador se mantenga por debajo de la recomendada por el fabricante. La potencia perdida en el regulador es

$$P_{p\acute{e}rdida} = (V_{ent} - V_{sal})I_{carga} \leq \text{especificación del fabricante} \quad (12-3)$$

El capacitor $C2$ puede ser desde 1 hasta 1000 μ F, dependiendo de las necesidades de la carga. El capacitor $C1$ es de un valor tal que limita el rizo de entrada al regulador. Recuérdese que la entrada no puede ser menor que 3 volts más que el voltaje de salida. $C1$ puede ser muy pequeño (0.1 μ F) si la entrada tiene muy poco rizo. Este sería el

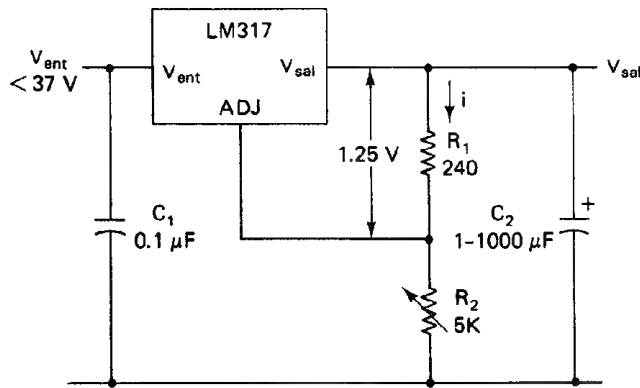


Figura 12-9 Circuito regulador típico de tres terminales.

caso si V_{sal} es de 5 volts y V_{ent} es de una batería de 12 volts. La relación de rechazo al rizo de un regulador típico de tres terminales es 65 dB. Esto es, el rizo de salida sería 1778 veces menos que el rizo de entrada, definido por

$$\text{rizo de salida} = \text{rizo de entrada} / \text{antilog. } [0.05 (\text{relación de rechazo al rizo}_{dB})] \quad (12-4)$$

Seguridad en la Operación y Limitación de Corriente de las Fuentes de Poder

Cuando se usa una fuente de poder de voltaje constante, las necesidades de corriente de la carga pueden variar. Bajo las circunstancias más extremas, como un cortocircuito en la carga, una corriente alta entregada por la fuente podría dañar seriamente tanto la carga como la misma fuente. Como protección para tal caso se incluyen *limitadores electrónicos de corriente* en los circuitos reguladores. Estos limitan la corriente máxima que puede pasar por la salida, sin importar el voltaje de salida que se requiera de la fuente. Al hacer esto, se asegura que la fuente de poder está siendo manejada de manera segura (en el sentido de que se está evitando que se queme). Algunos modelos de fuentes de poder tienen un control limitador de corriente variable que permite que el operador seleccione la corriente máxima en cualquier valor dentro del rango.

Características Adicionales de Control de las Fuentes de Poder

Hay algunas aplicaciones que necesitan que una fuente suministre corriente hasta determinado punto muy distante de la fuente misma. Así, los conductores deben llevar la corriente desde la fuente hasta ese punto. Cuando se necesitan altas corrientes en lugares distantes, el voltaje en la carga puede ser distinto del voltaje en las terminales de salida de la fuente de poder. Esto se debe a que los conductores que conectan la salida de la fuente con la carga pueden bajar el voltaje un porcentaje apreciable antes de que llegue a la carga. Por lo tanto, el voltaje de la carga dependerá de las conexiones a ésta, al igual que la salida de la fuente. La regulación en la carga puede no ser tan buena como la de la salida de la fuente. Para resolver este problema, se puede medir el voltaje en la carga y este valor se puede realimentar a la fuente mediante un

par adicional de conductores, que usualmente se llaman “*sentido remoto*”. Al igual que el método con el que se regula internamente la salida de voltaje de la fuente, este monitor de voltaje en la carga puede controlar la salida de la fuente. Esto mantendrá el voltaje deseado en la carga sin importar la caída que se presente en las conexiones. Esta característica está disponible en algunas fuentes y se llama *sensado remoto*.

Otra característica, que se llama *programación remota*, da la posibilidad de controlar la salida de la fuente mediante un voltaje o resistencia reguladas remotamente. Esta característica también se emplea para permitir una conmutación rápida entre valores preseleccionados de salida.

Especificaciones de Fuentes de Poder de Corriente Directa

1. *Salida de corriente directa.* Describe el rango de corrientes o voltajes de corrientes directas disponibles en una fuente de poder en particular.

2. *Entrada de corriente alterna.* Describe las características del voltaje de corriente alterna que se necesitan para operar la fuente de poder. Generalmente la entrada necesaria de ca es $115\text{ V} \pm 10$ por ciento, de 50 a 63 Hz. Sin embargo, algunas fuentes se construyen para funcionar también con otros voltajes y frecuencias.

3. *Regulación de carga.* El cambio en el voltaje de salida de cd que resulta de un cambio en la resistencia de carga, desde cero (cortocircuito) hasta el valor en el que se presenta el voltaje máximo especificado para la salida de la fuente. Los valores típicos son 0.001 a 1 por ciento.

4. *Regulación de línea.* El cambio en el voltaje de corriente directa de salida de la fuente que resulta de un cambio en el voltaje de entrada de la línea, desde su valor mínimo hasta su valor máximo (generalmente el cambio máximo permitido es de 105 V hasta 125 V). Típicamente, de 0.001 a 1 por ciento.

5. *Rizo y ruido.* Describe el valor rms del componente de ca que permanece sin filtrar y superpuesto a la señal de salida de cd. Típicamente es de $50\text{ }\mu\text{V}$ a 1 mV.

6. *Impedancia de salida.* Para una fuente de voltaje constante, la impedancia de salida debe ser muy pequeña (tiende a cero). Para una fuente de corriente constante, la impedancia de salida debe ser muy grande (tiende a infinito).

7. *Especificación de temperatura.* El rango de temperaturas en el que puede trabajar la fuente, conservando sus características.

Cómo Usar una Fuente de Poder

La figura 12-10 muestra una fuente de poder típica para instrumentación, capaz de suministrar cuatro salidas aisladas. Cada una de esas salidas se puede controlar ya

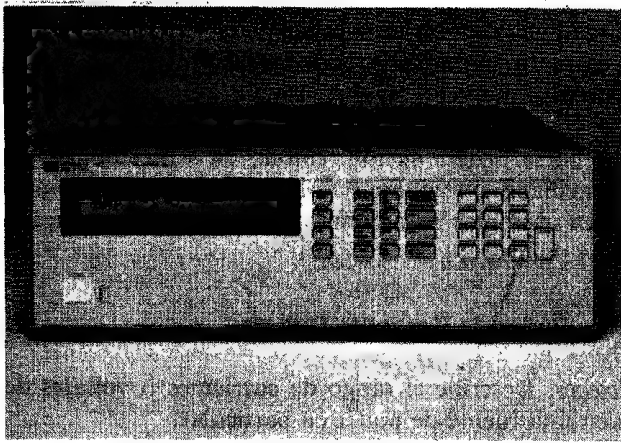


Figura 12-10: Fuente de poder comercial típica con barra de distribución IEEE-488. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

sea desde el tablero delantero, o mediante una señal del bus IEEE-488. La fuente de poder de corriente directa usa una clavija de 3 terminales para 120 V ca. El interruptor *LINE* enciende la fuente, permitiendo programar la fuente. Se puede emplear como fuente de voltaje constante (con protección de sobrecorriente), o como fuente de corriente constante (con protección de sobrevoltaje). También se puede disponer del sensado remoto, mediante el cual la fuente de poder detecta el voltaje en la carga y ajusta la salida de la fuente para compensar cualquier caída de voltaje en los conductores que suministran la carga. Para configurar la fuente de poder como fuente de voltaje constante, se selecciona una salida (de la 1 a la 4) presionando *OUTPUT SELECT* y a continuación oprimiendo un dígito del 1 al 4. Para seleccionar el modo de voltaje constante, se oprime *VSET* y a continuación se alimenta el valor del voltaje deseado usando las teclas *ENTRY*. Se ajusta la corriente máxima permisible para la salida 4 oprimiendo *OCP* (protección de sobrecorriente) y a continuación se fija el valor de la corriente máxima con las teclas *ENTRY* (figura 12-10). Por ejemplo, la pantalla muestra 50.0 V en la salida 4 y una corriente máxima de 0.099A (figura 12-10). En la figura 12-11 a) se muestra el circuito equivalente de la fuente visto desde las terminales más y menos.

El circuito equivalente muestra que la terminal de tierra se conecta al tercer conductor del cable de la línea de potencia a través del chasis, pero no se conecta internamente a la terminal positiva ni a la negativa. Así, el voltaje entre las terminales positiva y negativa está flotando.¹ Si se conecta una carga entre las terminales positiva y de tierra solamente, el voltaje de salida de esta conexión será cero. Para suministrar una salida de voltaje respecto a tierra, se debe conectar por separado la conexión de tierra ya sea a la terminal positiva o a la negativa, dependiendo de la polaridad de-

¹Nótese que esta habilidad de flotar (es decir, aislar la salida de la fuente de poder, de la tierra), se logra mediante el empleo de un transformador de aislamiento, integrado en los circuitos de la fuente de poder.

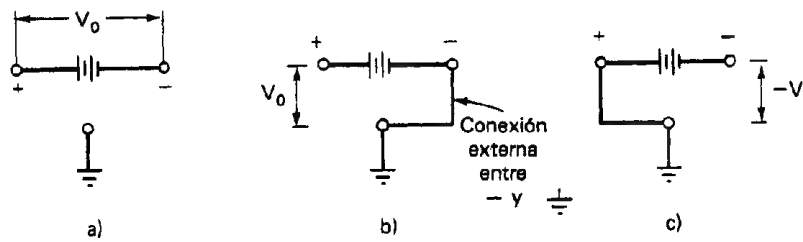


Figura 12-11 Cómo conectar la salida de la fuente de poder: a) V_0 no aterrizado entre las terminales + y —; b) con cable adicional de tierra conectado como se indica, existe un voltaje positivo V_0 con respecto a tierra entre las terminales (+) y (—); c) con un alambre adicional de tierra conectado como se indica, existe un voltaje V_0 negativo con respecto a tierra entre las terminales (+) y (—).

seada [véase figura 12-11 b) y c)]. Por otro lado, si es necesario flotar el voltaje de la fuente de poder sin tierra, sólo se deben hacer conexiones a las terminales positiva y negativa [figura 12-11 a)]. En ocasiones es necesario flotar la salida de la fuente de poder, por ejemplo cuando la fuente se emplea en un sistema de medición que usa conexión a tierra en un punto único para reducir los problemas de interferencia del circuito a tierra. (Véase el capítulo 16, en especial la figura 16-9, como ejemplo de esos usos.) La mayoría de las fuentes de poder de bajo voltaje regulado trabajan hasta 300 V sin conexión a tierra. Un factor limitante es el empleo del aislador de mica que, en la mayor parte de las unidades, separan los transistores de potencia del disipador térmico. Con una conexión adecuada a las terminales de suministro, se ajusta el voltaje de salida mediante el control *Voltaje Adjust*. Esta salida se indica en la escala del medidor. El rango de la escala del medidor se controla mediante el interruptor *Meter Range*. El control de *corriente de cortocircuito* indica la corriente máxima de salida de la fuente.

Se deben seguir también las indicaciones que se mencionan a continuación para asegurar la operación correcta de la fuente de poder:

1. Asegúrese que las conexiones a las terminales de la fuente se hagan con conectores (terminal de horquilla o zapata) que se puedan deslizar en el borne de la fuente de poder, para luego apretarlos firmemente con la tuerca. Las conexiones informales, de contacto de sujeción, degradan el desempeño de la fuente de poder debido a la resistencia de esas conexiones de mala calidad, que puede fácilmente ser 100 veces mayor que la resistencia de salida de la fuente. Así, parecería que la fuente tuviese una resistencia de salida mucho mayor que su valor real.

2. Cuando se vaya a conectar más de una carga en paralelo con una fuente de poder, la figura 12-12 a) muestra el método correcto de hacer esa conexión [y también el método que se usa mucho, pero que es incorrecto, se muestra en la figura 12-12 b)]. Al conectar en forma correcta cada carga con un par separado de conductores a las terminales de la fuente de poder [figura 12-12 a)], las variaciones en la corriente que pasa

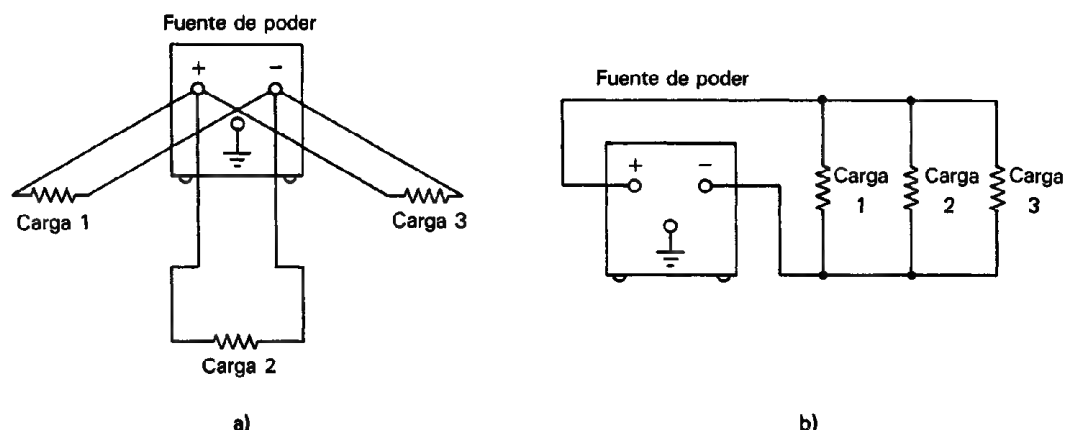


Figura 12-12 a) Método correcto para conectar varias cargas en paralelo a una sola fuente de poder; b) método incorrecto de conectar varias cargas en paralelo a una fuente de poder.

por una sola carga no estarán acopladas conductivamente con las demás cargas conectadas en paralelo. Cuando se conectan en forma incorrecta [figura 12-12 b)], esas variaciones de corriente pueden originar la aparición de grandes picos de corriente en los extremos de las otras cargas.

En el caso de que las demás cargas en paralelo sean circuitos digitales, se podrán presentar problemas como por ejemplo disparos en falso de esos circuitos. Con frecuencia, los circuitos digitales se conectan como se muestra en la figura 12-12 b). Para evitar que los picos de voltaje que se presentan en la barra de distribución de corriente, afecten los chips individuales (causando falsos disparos), se deben conectar capacitores entre las terminales positiva y negativa tan próximos como sea posible a cada carga o chip. Aún con la conexión que se muestra en la figura 12-12 a), los capacitores se deben colocar tan cerca como sea posible a cada carga para eliminar los transitorios de voltaje que suceden cuando se conectan o desconectan las cargas.

3. Antes de conectar o desconectar una carga siempre se debe apagar la fuente de poder. Además, siempre se debe emplear un óhmetro para verificar una carga potencial y ver si no está en corto antes de conectarla a una fuente de poder. Aunque parezca tardado, algunas fuentes de poder no están protegidas contra interruptor termomagnético, y pueden ocasionar daños a la fuente si se le conecta una carga en corto a la fuente de poder.

4. Los circuitos de tierra, como se describió en el capítulo 16, se pueden establecer fácilmente cuando las fuentes están conectadas a bancos de pruebas. Pueden pasar corrientes apreciables en esos circuitos y conducirán a la degradación del desempeño de la fuente de poder con respecto al rizo y al ruido. Como se explicará en el capítulo 16, se deben tomar precauciones para evitar que se creen circuitos a tierra (p. ej., empleando aterrizaje en un solo punto, amplificadores diferenciales y técnicas de blindaje).

PROBLEMAS

1. Definanse los siguientes términos
 - a) Ión
 - b) Electrolito
 - c) Electrodo
2. ¿Cuál es la diferencia entre
 - a) una pila primaria y una secundaria?
 - b) una pila seca y una húmeda?
 - c) una pila y una batería?
3. ¿Cuál es la capacidad en amperes-hora de una batería que puede suministrar 500 mA durante 50 h?
4. ¿Qué corriente puede suministrar durante 15 h, teóricamente, una batería con capacidad de 100 amperes-hora?
5. ¿Qué quiere decir polarización de una pila? ¿Cómo se reduce la polarización en la pila de zinc-carbón?
6. Se conectan en serie tres pilas cuyos voltajes de circuito abierto son de 2.50 V cada una. ¿Cuál es el voltaje de circuito abierto de la conexión en serie? Si las tres pilas se conectaran en paralelo, ¿cuál sería el voltaje de circuito abierto en este caso?
7. Cuáles son dos funciones de la cubierta de zinc en la pila seca de zinc-carbón que se muestra en la figura 12-4 a)? ¿Cuál es la desventaja de este tipo de construcción?
8. ¿Qué tipo de pilas sería el mejor para cada una de las siguientes aplicaciones?
 - a) Voltaje constante, cargas ligeras
 - b) Temperaturas bajas (menores que -18°C)
 - c) Electrodomésticos portátiles
 - d) Vida larga, costo inicial moderado
 - e) Altas corrientes
9. Una pila tiene un voltaje de circuito abierto de 1.50 V y un voltaje terminal de 1.42 V con una carga de 200 mA. ¿Cuál es la resistencia interna de la pila?
10. Un acumulador automotriz tiene un voltaje de circuito abierto de 12.63 V y una resistencia interna total de $0.012\ \Omega$. ¿Cuál es el voltaje terminal del acumulador cuando entrega 175 A al motor de arranque?
11. ¿Cuál es el objeto de una fuente de poder y por qué se debe rectificar la potencia de ca para su uso en circuitos electrónicos?
12. ¿Qué es el *factor de rizo*? ¿Cómo se determina?
13. ¿Qué quiere decir regulación de una fuente de poder?
14. Si una fuente de poder tiene una salida de voltaje de 100 V sin carga y una salida de 96 V a plena carga, ¿cuál es la regulación porcentual de la fuente?
15. Hágase una lista de las principales precauciones que se deben seguir al emplear una pila estándar.
16. Se encuentra que el voltaje de circuito abierto de una pila estándar es de 1.01892 V. Cuando se conecta una resistencia de $1\ \text{M}\Omega$ entre las terminales, el voltaje terminal baja a 1.01874 V. Calcúlese la resistencia interna de la pila.
17. ¿Cuánto cambia el voltaje de circuito abierto de la pila estándar normal, con respecto a su valor normal a 20°C cuando la pila trabaja a 0°C ?

REFERENCIAS

1. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de Instrumentos Electrónicos Básicos). Cap. 39. New York: McGraw-Hill, 1972.
2. Malmstadt, H. V., Enke, C. G., y Toren, E. C., *Electronics for Scientists* (Electrónica Para Científicos). Cap. 2. New York: W. A. Benjamin, 1962.
3. *Power Supply Handbook* (Manual de Suministro de Corriente). Berkeley Heights, N. J.: Hewlett-Packard, 1970.
4. Stout, M. B., *Basic Electrical Measurements* (Mediciones Eléctricas Básicas), 2a ed. Cap. 6. Englewood Cliffs, N. J., Prentice Hall, 1960.
5. Kaufman, M. y Seidman, A. H., eds., *Handbook for Electronic Engineering Technicians* (Manual Para Técnicos en Ingeniería Electrónica). Caps. 16 y 17. New York; McGraw-Hill, 1976.
6. David Linden, ed., *Handbook of Batteries and Fuel Cells* (Manual de Baterías y Celdas de Combustible. New York: McGraw-Hill, 1984.

Fuentes de Señal de CA

Para el proceso de suministrar potencia a instrumentos y circuitos electrónicos, se necesitan fuentes de poder tanto de corriente directa como de corriente alterna. En el capítulo 12 se presentaron algunos dispositivos que se emplean como fuentes de corriente directa. Este capítulo examina el funcionamiento y empleo de instrumentos que producen señales variables en el tiempo. Aunque se puede emplear el término *fuentes de señal de corriente alterna* para describir la familia completa de esos instrumentos, se emplean clasificaciones más específicas para identificar subcategorías particulares. Las clasificaciones se basan en el tipo de señales de salida que se pueden generar por la fuente de señales en particular.

Las subcategorías de las fuentes que se examinarán en este capítulo son:

1. Osciladores
2. Generadores de barrido de frecuencia
3. Generadores de pulsos
4. Generadores de función

Con el empleo de los microprocesadores de bajo costo y fácil uso, así como de convertidores digital-analógico y analógico o digital, se han diseñado muchos instrumentos con capacidad para aplicaciones múltiples, en lugar de una sola función. A esos instrumentos de amplia base se les llama *sintetizadores de función* (figura 13-1). Son capaces de entregar cualquiera de las ondas principales, incluyendo las senoidales, cuadradas, pulsos, ondas triangulares y rampas. Los generadores de barrido de

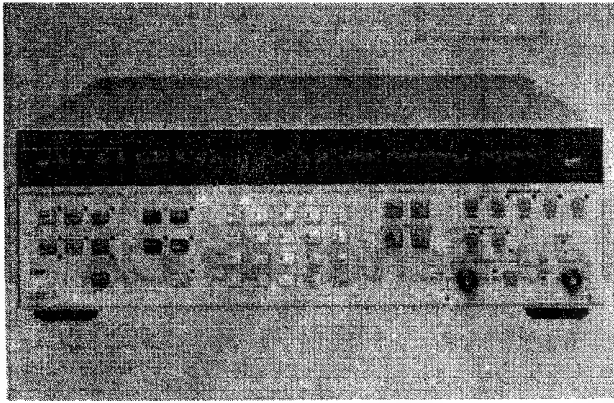


Figura 13-1 Sintetizador y generador de funciones: HP modelo 3325B. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

funciones múltiples pueden dar tanto un barrido de frecuencia lineal como logarítmico. Algunas de las posibilidades adicionales que ofrecen incluyen la variación en la fase, corrimiento de cd, y la amplitud. El control de los instrumentos puede ser manual o mediante una señal a través de la conexión con un bus de distribución IEEE-488 localizado en la parte trasera del instrumento.

OSCILADORES

Los osciladores son instrumentos que generan señales de salida senoidales. Aunque también hay otras fuentes de señal de corriente alterna capaces de producir salidas senoidales, lo usual es reservar el término *oscilador* para aquellos instrumentos que están diseñados para producir sólo ondas senoidales. La mayor parte de los osciladores son capaces de generar señales senoidales cuyas frecuencias y amplitudes son ajustables dentro de rangos específicos. Sin embargo, también existen osciladores de frecuencia fija.

Los principios básicos implicados en el funcionamiento de los osciladores se presentarán con la ayuda de la analogía de un columpio infantil. Aunque no todos los osciladores trabajan según este principio, la analogía es bastante instructiva.

Si un columpio infantil está en reposo inicialmente, se debe emplear una cantidad apreciable de energía para iniciar su oscilación. Sin embargo, una vez que se ha alcanzado la amplitud de oscilación deseada, se necesita una cantidad mucho menor de energía por ciclo para sostener una oscilación de amplitud constante. Esta energía se debe suministrar al columpio en los instantes adecuados durante el ciclo de oscilación para que sea efectiva en el sostenimiento de la oscilación. Si se suspende la adición de energía por completo, el movimiento oscilatorio del columpio continuará durante cierto tiempo. Pero las pérdidas por fricción y por resistencia de aire durante cada ciclo disminuirán gradualmente la amplitud de las oscilaciones hasta que finalmente el columpio queda en reposo. Por lo tanto, para mantener al columpio oscilando, se debe agregar energía en forma continua para compensar las pérdidas del sistema.

Un oscilador también produce un voltaje de salida cuya magnitud va y viene entre valores positivos y negativos, de modo muy semejante a las posiciones extremas del columpio. En aquellos osciladores cuyo funcionamiento se asemeja al del columpio, se realiza una variación natural senoidal de voltaje dentro de una parte del circuito del oscilador (cuando a esa parte se le excita inicialmente). La frecuencia de la oscilación está determinada por los valores de los componentes eléctricos que forman la parte oscilatoria del circuito. La oscilación natural del voltaje se amplifica mediante un amplificador electrónico, y la señal amplificada resultante se usa como la salida del oscilador. Sin embargo, una pequeña parte de la salida amplificada es desviada y regresa a la parte oscilatoria del circuito (a este procedimiento de regresar una parte de la señal a su fuente se llama *realimentación*). Si se realimenta una fracción de la señal de salida de modo que esté en fase con las oscilaciones naturales de voltaje, se pueden contrarrestar las pérdidas que de otro modo harían que la amplitud del voltaje disminuyera. Si la energía contenida en la señal de realimentación es exactamente igual a la energía perdida durante cada ciclo oscilatorio, la amplitud de las oscilaciones de voltaje en el circuito oscilatorio se mantiene constante. Se puede variar la frecuencia de la salida del oscilador cambiando los valores de los componentes eléctricos que constituyen la parte oscilatoria del circuito.

De la discusión anterior, se puede inferir que un oscilador debe contener los tres elementos siguientes (figura 13-2):

1. Elemento o circuito oscilatorio
2. Amplificador
3. Trayecto de realimentación para suministrar la energía que *requiere la señal* oscilatoria en el elemento de la oscilación.

Sin embargo, no se debe pensar que el oscilador es una máquina de movimiento perpetuo; tampoco viola la ley de la conservación de la energía. La parte amplificadora del oscilador en realidad es un dispositivo que convierte la potencia de corriente directa en potencia de corriente alterna contenida en sus señales de salida. Esta potencia de corriente directa se debe suministrar mediante alguna fuente de energía externa como p. ej., una batería o una fuente de poder.

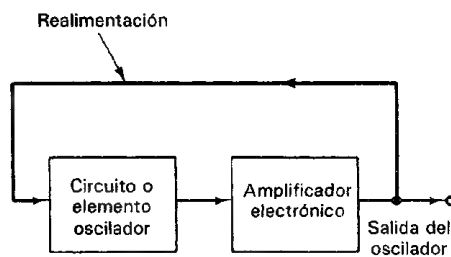


Figura 13-2 Diagrama de bloques de un oscilador.

Tipos de Osciladores

El espectro de frecuencias en el que se emplean los osciladores para producir señales de ondas senoidales es muy amplio (desde menos que 1 Hz hasta cientos de gigahertz). Sin embargo, ningún diseño único de oscilador es práctico para producir señales a través del rango completo. En lugar de ello, se emplea una variedad de diseños, cada uno de los cuales genera salidas de ondas senoidales con más eficiencia en varias partes del espectro de frecuencias. En esta sección se describirán algunos de esos tipos de osciladores.

No se describirán los detalles de sus circuitos electrónicos. En lugar de ello, se dará mayor énfasis a la identificación de los diseños que se usan con más frecuencia y a la descripción de sus principales características. Al presentarse este catálogo de los principales tipos de osciladores, el lector debería ser capaz de reconocer y seleccionar los instrumentos adecuados para distintas aplicaciones de medición. Por otro lado, para aquellos lectores interesados en los aspectos de los circuitos electrónicos de osciladores específicos, se proporciona una lista de referencias al final del capítulo.

Los osciladores que emplean circuitos de *inductancia-capacitancia* (LC) como elementos oscilatorios se asemejan mucho al columpio infantil en su funcionamiento. Hay una frecuencia particular a la cual esos circuitos resuenan (eso es, producen una variación senoidal natural). Esos osciladores LC son muy populares para producir salidas de alta frecuencia (RF) (p. ej., de 10 kHz a 100 MHz). Los osciladores LC que se usan más frecuentemente son los de *Hartley* y los de *Colpitts*. Aunque difieren muy poco entre sí en sus circuitos electrónicos, esos tipos de osciladores tienen rangos de frecuencias virtualmente idénticos, así como características de estabilidad y frecuencia. Sin embargo, los osciladores LC en conjunto no se adaptan bien para producir salidas de ondas senoidales de baja frecuencia. Esto se debe al hecho de que los componentes necesarios para construir los circuitos resonantes LC de baja frecuencia, son demasiado voluminosos y pesados. Por lo tanto, es usual emplear osciladores de *resistencia-capacitancia* (RC) para generar ondas senoidales de baja frecuencia (desde 1 Hz hasta aproximadamente 1 MHz).

Los dos osciladores RC más comunes son el *punte de Wien* y el de *corrimiento de fase*. (Los principios de su funcionamiento son algo distintos a los que se describieron en la analogía con el columpio infantil.) El diseño de puente de Wien se emplea en casi todos los osciladores que producen señales en el rango de audio-frecuencia (20 a 20,000 Hz). Este tipo de oscilador es de diseño sencillo, tamaño compacto y notablemente estable en su frecuencia de salida. Además, su salida está relativamente libre de distorsión. Sin embargo, la salida de frecuencia máxima de los puentes de Wien típicos, es sólo de aproximadamente 1 MHz.

Los *osciladores de corrimiento de fase* también emplean un circuito sencillo y producen salidas de ondas senoidales que están bastante libres de distorsión. La ventaja principal sobre los osciladores de puente de Wien es que tienen un rango mayor de frecuencia (hasta de varios miles de kHz). Pero también tienen la desventaja de no ser tan estables en su frecuencia como los osciladores de puente de Wien.

TABLA 13-1 TIPOS COMUNES DE OSCILADORES

Tipo	Rangos aproximados de frecuencia
Puente de Wien (RC)	1 Hz a 1 MHz
Corrimiento de fase (RC)	1 Hz a 10 MHz
Hartley (LC)	10 kHz a 100 MHz
Colpitts (LC)	10 kHz a 100 MHz
Resistencia negativa	> 100 MHz
Cristal	Frecuencia fija

Otros osciladores menos comunes son el oscilador de cristal y el oscilador de resistencia negativa. Los *osciladores de cristal* emplean un cristal piezoeléctrico para generar una señal senoidal de frecuencia constante. La frecuencia de salida es extremadamente estable con el tiempo, pero no se puede sintonizar (ajustar). Por lo tanto, los osciladores de cristal se emplean sólo en aplicaciones que necesitan una frecuencia fija de alta estabilidad. Los *osciladores de resistencia negativa* se emplean principalmente para producir señales de muy alta frecuencia. La tabla 13-1 resume los rangos de frecuencia de los tipos más comunes de osciladores.

Impedancia de Salida de los Osciladores

Cuando se describió el funcionamiento de la batería en el capítulo anterior, se hizo notar que no poseía las mismas características eléctricas que una fuente ideal de voltaje de corriente directa. La principal diferencia entre los dos dispositivos era que la batería tenía algo de resistencia interna, mientras que la resistencia de la fuente ideal de voltaje era cero. La resistencia interna de la batería se representó en un circuito modelo mediante una resistencia en serie con una fuente ideal de voltaje de corriente directa.

Se puede representar en la misma forma el modelo de circuito para el oscilador mediante una fuente ideal de voltaje alterno en serie con una resistencia, R_o [figura 13-3 a)]. El origen de este valor de resistencia surge en relación con los circuitos electrónicos del instrumento; en ausencia de un componente reactivo, es la *impedancia de salida* del oscilador. Esta impedancia debe permanecer constante cuando la frecuencia de la salida se varíe. En osciladores de AF, R_o es por lo general igual a 600 Ω , mientras que en los osciladores de RF (y en los generadores de señales y en generadores de pulsos) R_o es usualmente igual a 50 Ω . El valor de 600 Ω se emplea en los osciladores de AF debido a que se ha normalizado la impedancia característica de los sistemas de comunicación en audio frecuencia (p.ej., circuitos telefónicos) a 600 Ω . De igual manera, los osciladores de RF y los generadores de pulsos tienen impedancias de salida de 50 Ω debido a que las señales de RF y los pulsos se transmiten a lo largo de cables coaxiales cuando no se propagan a través del espacio. Esos cables tienen típicamente una impedancia característica de 50 Ω .

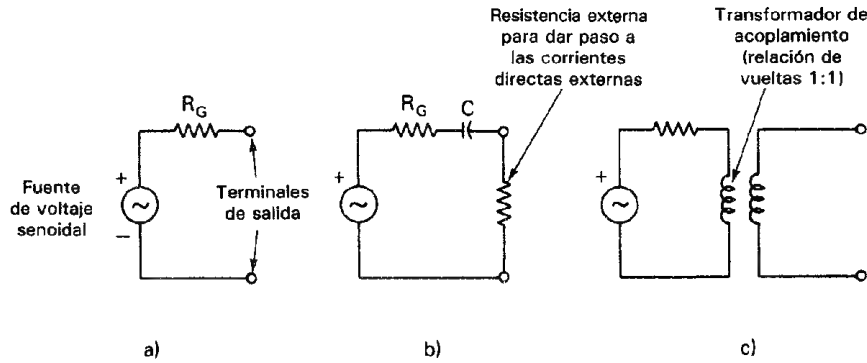


Figura 13-3 Salidas de oscilador: a) circuito equivalente del oscilador (salida acoplada en corriente directa); b) salida acoplada en corriente alterna; c) salida acoplada en transformador.

¿Por qué es tan importante que la impedancia de salida de un oscilador sea igual a la impedancia característica del sistema al cual se conecta? La respuesta reside en el concepto de igualación de impedancia que se describió en el capítulo 3. Para transferir la máxima potencia del generador a la carga, las impedancias del generador y de la carga deben ser iguales. La potencia nominal de salida de un oscilador está condicionada, por lo tanto, a que se conecte con su impedancia de carga especificada. Este factor es una consideración importante en muchas aplicaciones de medición donde la potencia máxima de un oscilador se requiera por el circuito de prueba.

Si se conecta el oscilador a una carga cuyo valor no es igual (no se iguala) a su impedancia de salida, el valor del voltaje máximo de salida (así como de la potencia máxima de salida) cambiará.

Para ver el efecto de la impedancia de carga sobre el voltaje, se usará el modelo de circuito del oscilador que aparece en la figura 13-3 a). En este modelo se verá que si se conecta al oscilador una carga cuya impedancia es igual a R_x , el voltaje, V_o , a través de R_x se puede calcular con

$$V_o = \frac{R_x}{R_G + R_x} V \quad (13-1)$$

Se sabe de la ecuación (13-1) que cuando R_x se acerca al infinito (circuito abierto), V_o se aproxima a V en magnitud. Por otra parte, si R_x llega a ser muy pequeña, V_o tiende a cero. Por último, si $R_x = R_G$ (carga igualada), V_o es la mitad del voltaje máximo de salida.

Cuando se conecta una carga al oscilador, la corriente pasa a través de ella. Como se definió en el capítulo 3, a la corriente que se toma de un circuito se le llama *carga*. Como una impedancia progresivamente más pequeña conectada a las salidas de un oscilador originará que extraiga más corriente de él, se dice que esta acción hace que el oscilador esté más *cargado*. En algunos osciladores, una carga excesiva ocasiona una distorsión severa en la señal de salida. En otros, aun a carga máxima

(p. ej., poniendo en cortocircuito las terminales de salida) no originará una distorsión seria. Sin embargo, si se ha de usar el oscilador para excitar un circuito cuya impedancia de entrada es considerablemente menor que R_o , y si hay alguna duda acerca de la capacidad del oscilador para trabajar correctamente bajo cargas severas, se debe monitorear la señal de salida con un osciloscopio para ver si está distorsionada.

Selección de un Oscilador

Cuando se escoge un oscilador para una determinada aplicación, se deben comparar los requisitos de las tareas a realizar con la capacidad de desempeño del oscilador. Ejemplos de los requisitos más comunes que se imponen a un oscilador comprenden los siguientes:

1. *Rango de frecuencia.* El oscilador debe poder suministrar una señal de salida cuyos límites superior e inferior de frecuencia rebasen a los necesarios para la medición.

2. *Necesidades de potencia y/o de voltaje.* La medición puede tener un requisito específico de voltaje o de potencia. El oscilador debe ser capaz de producir la cantidad pertinente con una magnitud lo suficientemente mayor para cumplir con el requisito.

3. *Exactitud y resolución del dial.* La exactitud de un oscilador especifica qué tan estrechamente corresponde la frecuencia de salida a la frecuencia indicada en el dial del instrumento. La resolución del dial, indica a qué porcentaje del valor de la frecuencia de salida se puede leer el ajuste del dial.

4. *Estabilidad de amplitud y de frecuencia.* La *estabilidad de amplitud* es una medida de la capacidad de un oscilador para mantener una amplitud de voltaje constante con cambios en la frecuencia de la señal de salida. La *estabilidad de frecuencia* determina qué tan estrechamente mantiene un oscilador una frecuencia constante en un periodo determinado de tiempo. A veces, se incluye la estabilidad de frecuencia en las especificaciones de exactitud del oscilador.

5. *Distorsión de onda.* Esta cantidad es la medida de la precisión con la que la onda de salida del oscilador toma la forma de una onda senoidal pura. A veces se emplea el oscilador como fuente en una prueba la cual mide la tendencia de un circuito a distorsionar una señal de onda senoidal. En esas pruebas, la distorsión producida por el oscilador debe ser mucho menor que la distorsión anticipada debida al circuito que se esté probando.

6. *Impedancia de salida.* Los aspectos de la impedancia de salida de los osciladores se describieron en la sección anterior.

Se consiguen circuitos integrados para incorporar generadores de señales directamente en tarjetas de circuito impreso. Se pueden modular u operar como generadores de barrido. Estos circuitos integrados se emplean en transmisores de instrumentación. La frecuencia puede depender de la magnitud de una señal de voltaje de corriente directa de un transductor, en cuyo caso al generador de señal se llama oscilador controlado por voltaje (VCO). Las salidas pueden ser ondas senoidales, cuadradas, triangulares u ondas múltiples, como se muestra en la figura 13-4. El generador de onda senoidal tiene una distorsión tan baja como de 1 por ciento y el generador de onda triangular tiene una linealidad mínima de 0.1 por ciento.

GENERADORES DE FRECUENCIA DE BARRIDO

Estos generadores son instrumentos que producen una salida de onda senoidal cuya frecuencia se hace variar automáticamente (barre) entre dos frecuencias seleccionadas. A un ciclo completo de variación de frecuencia se le llama un *barrido*. La velocidad a la que se varía la frecuencia puede ser tanto lineal como logarítmica, dependiendo del diseño del instrumento en particular. Sin embargo, la amplitud de la señal de salida está diseñada para permanecer constante a través de todo el rango de frecuencias del barrido. La figura 13-5 muestra un diagrama de bloques de los principales componentes de un generador de barrido de frecuencia.

Los generadores de barrido de frecuencia se usan en especial para medir las respuestas de amplificadores, filtros y componentes eléctricos sobre bandas de frecuencia. Por ejemplo, cuando se construyen circuitos amplificadores o filtros, se deben probar para asegurarse que sus respuestas en una banda de frecuencia específica (ancho de banda) cumplan con los requisitos de diseño. El llevar a cabo la medición del ancho de banda sobre un rango amplio de frecuencias con un oscilador sintonizado manualmente sería una tarea tardada. Además, como cada cambio en el diseño requiere repetir la medición, se podrían pasar muchas horas llevando a cabo esta medición al final del proyecto. Empleando un generador de barrido de frecuencia, se puede aplicar al circuito que se esté probando una señal senoidal que se barre automáticamente entre dos frecuencias seleccionadas, y se puede mostrar su respuesta contra la frecuencia en un osciloscopio o en un registrador *X-Y*. De este modo se reducen drásticamente el tiempo y el esfuerzo de medición. Los generadores de barrido también se pueden emplear en la misma forma para verificar y reparar amplificadores que se emplean en los televisores y en los receptores de radar.

El principal componente del generador de barrido es un oscilador maestro (generalmente de tipo de RF) con varios rangos de operación seleccionados por un conmutador de rango. La frecuencia de la señal de salida del generador de señales puede variarse mediante un proceso mecánico o electrónico. En los modelos con variación mecánica, la frecuencia de la señal de salida del oscilador se cambia (se sintoniza) mediante un capacitor motorizado.

En los generadores de barrido sintonizados electrónicamente, la frecuencia del oscilador maestro se mantiene fija, y se usa un segundo oscilador para dar una señal

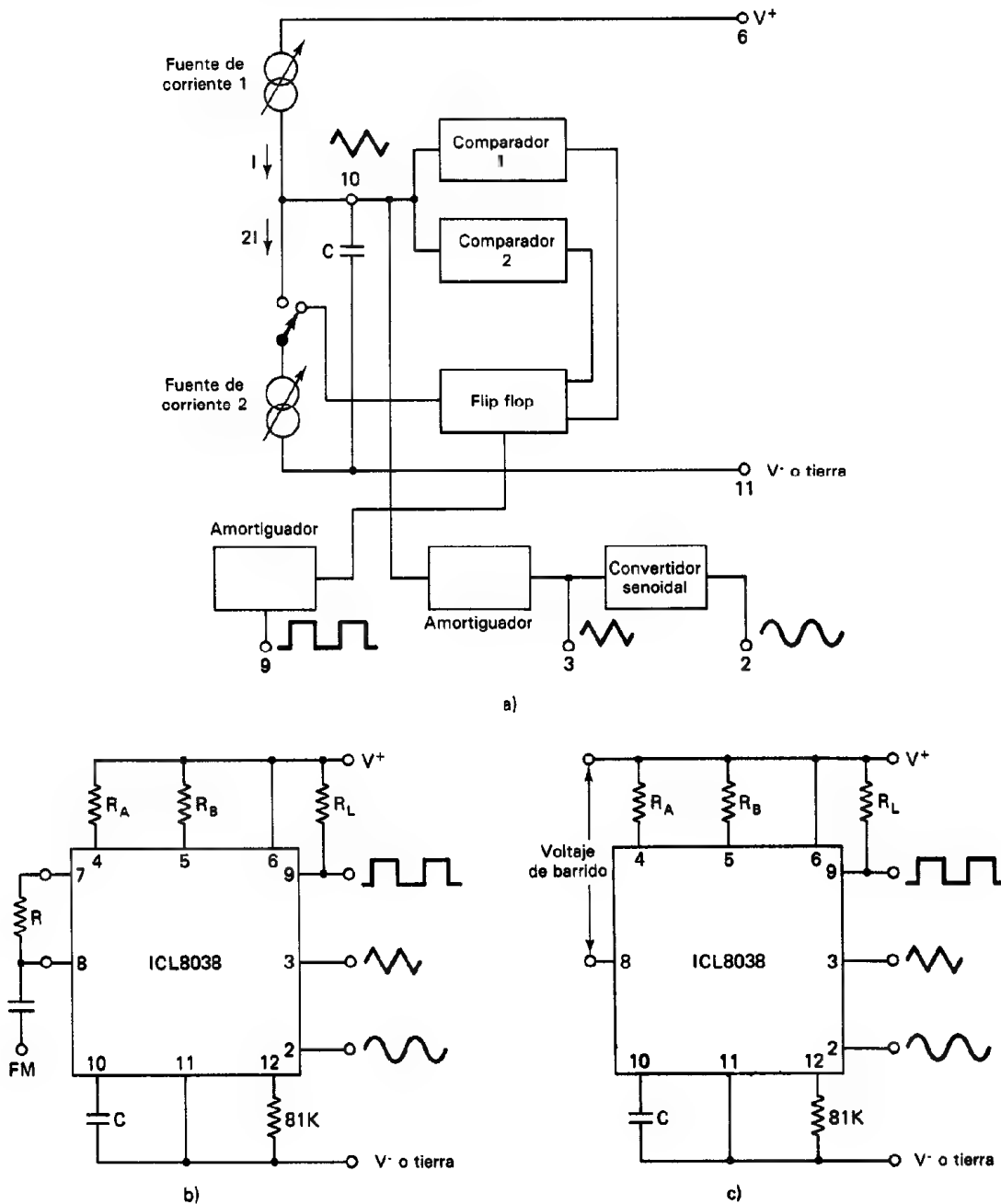


Figura 13-4 Generador de ondas de circuito integrado y oscilador controlado por voltaje. Intersil tipo ICL8038: a) diagrama de bloques; b) generador de frecuencia modulada; c) oscilador controlado por voltaje o generador de barrido.

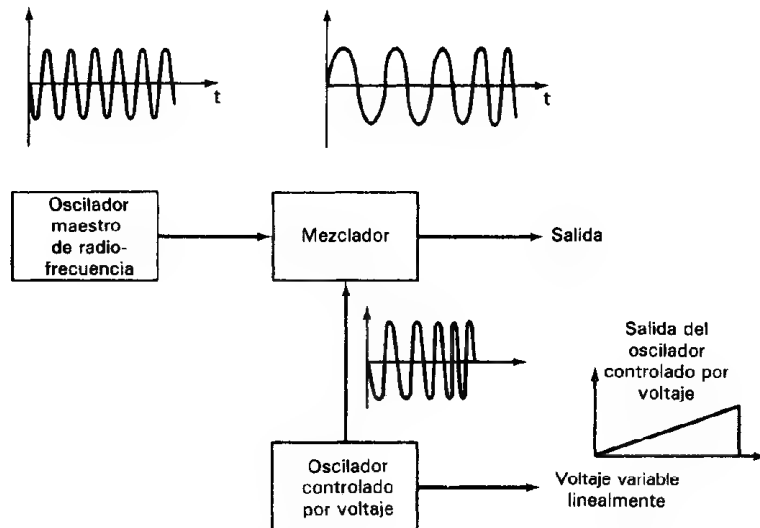


Figura 13-5 Diagrama de bloques de un generador de barrido de frecuencia sintonizado electrónicamente.

de frecuencia variable. El segundo oscilador contiene un elemento cuyo valor de capacitancia depende del voltaje que se le aplica. Este elemento se emplea para hacer variar la frecuencia de la onda senoidal de salida del segundo oscilador. Por ello, a este segundo oscilador se le llama *oscilador controlado por voltaje (VCO)*. La salida de este oscilador se combina con la del oscilador maestro en un dispositivo electrónico llamado *mezclador*. La salida del mezclador es una onda senoidal cuya frecuencia depende de la diferencia entre las frecuencias de las dos señales aplicadas. Así, si la frecuencia del oscilador maestro está fija a 10.00 MHz y la frecuencia variable se ajusta desde 10.01 MHz a 42 MHz, la salida del mezclador será una onda senoidal cuya frecuencia se recorre desde 10 kHz hasta 32 MHz. Las velocidades de barrido de estos generadores se pueden ajustar para que varíen de 1000 a 0.01 s por barrido. Se puede emplear un voltaje que varía linealmente (o logarítmicamente) según la velocidad de barrido para mover en sincronía el eje *X* de un osciloscopio o registrador *X-Y*. (En los generadores de barrido controlados electrónicamente, el mismo voltaje que hace funcionar al VCO sirve como voltaje motriz.)

La frecuencia de varios puntos a lo largo de la curva de respuesta a la frecuencia se puede interpolar partiendo de los valores de las frecuencias extremas si se sabe cómo se varía la frecuencia (es decir, linealmente o logarítmicamente). Para mayor exactitud, se pueden emplear marcadores. (Los marcadores son pulsos que aparecen a lo largo de la salida barrida en frecuencia a frecuencias perfectamente conocidas.)

Como ejemplo de un generador típico de barrido de frecuencia, se muestran a continuación las especificaciones del aparato HP3325 que aparece en la figura 13-1. Este instrumento proporciona barridos de frecuencia desde 1 MHz hasta

20.999 999 999 MHz. El barrido puede ser tanto lineal como logarítmico y las frecuencias de inicio, fin y MKR (marcador) se introducen en la sección Sweep Linear/Log del tablero delantero de control. Se tienen disponibles tiempos de barrido de 0.01 hasta 1000 s y pueden ser continuos o discretos con una resolución de 0.01 s. Para barridos logarítmicos, la frecuencia mínima es de 1 Hz. La distorsión armónica de una onda senoidal de salida varía desde -25 hasta -65 dB. Además de variar la frecuencia, se puede variar la onda de salida en su amplitud, fase y corrimiento por corriente directa.

GENERADORES DE PULSOS

Los generadores de pulsos son instrumentos diseñados para producir un tren periódico de pulsos de igual amplitud [figura 13-6 a)]. En ellos, la duración del tiempo de *encendido* de un pulso puede ser independiente del tiempo entre pulsos. Sin embargo, si el tren de pulsos tiene la propiedad de estar *encendido* el 50 por ciento del tiempo, y *apagado* el otro 50 por ciento del tiempo, a la onda se le llama *onda cuadrada* [figura 13-6 b)]. Se puede considerar que los generadores de onda cuadrada son una clase especial de generadores de pulsos.

Para describir la salida de los generadores de pulsos y las aplicaciones de ellos, se debe presentar primero la terminología asociada con los pulsos. El primer grupo de términos denota las características de los pulsos rectangulares ideales. El segundo grupo de términos da los índices de desviación de la forma y la periodicidad de los pulsos ideales.

Los términos que caracterizan un tren de pulsos periódicos ideales incluyen los siguientes:

1. **Periodo.** El tiempo (en segundos) entre el inicio de un pulso y el inicio del siguiente. La frecuencia (o *frecuencia de repetición de pulsos*) está relacionada inversamente con el periodo.

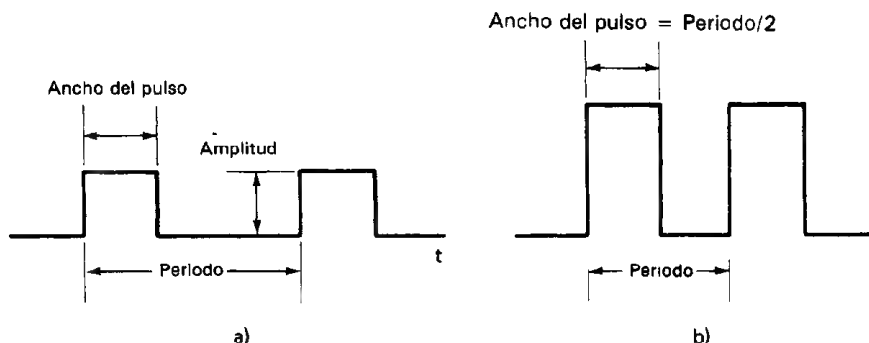


Figura 13-6 a) Tren ideal de pulsos; b) señal de onda cuadrada.

2. **Amplitud.** El valor del voltaje pico y polaridad del pulso.
3. **Ancho del pulso.** La duración del pulso (en segundos).
4. **Ciclo de trabajo.** La relación entre el ancho del pulso y el periodo (expresado en por ciento del periodo). Las ondas cuadradas tienen un ciclo de trabajo del 50 por ciento.

Sin embargo, los pulsos reales y los trenes de pulsos sólo se aproximan a las características de sus contrapartes ideales. Como consecuencia de este hecho, se emplean algunos términos adicionales para describir los aspectos no ideales de los pulsos reales. Esos términos y sus definiciones se dan a continuación y se muestran en la figura 13-7.

1. **Tiempo de subida.** (t_r) el tiempo (en segundos) que transcurre para que el pulso aumente de 10 a 90 por ciento de su amplitud.
2. **Tiempo de caída.** (t_f) el tiempo (en segundos) que transcurre para que el pulso disminuya del 90 al 10 por ciento de su amplitud.
2. **Sobrepaso.** El grado (en por ciento de amplitud) en el que el pulso rebasa su valor correcto durante la subida inicial.
4. **Oscilación.** La oscilación que tiene lugar (en por ciento de amplitud de pulso) como resultado del sobrepaso.
5. **Decaimiento.** Cualquier disminución (en por ciento de la amplitud de pulso) en la amplitud del pulso que sucede durante el ancho del pulso.

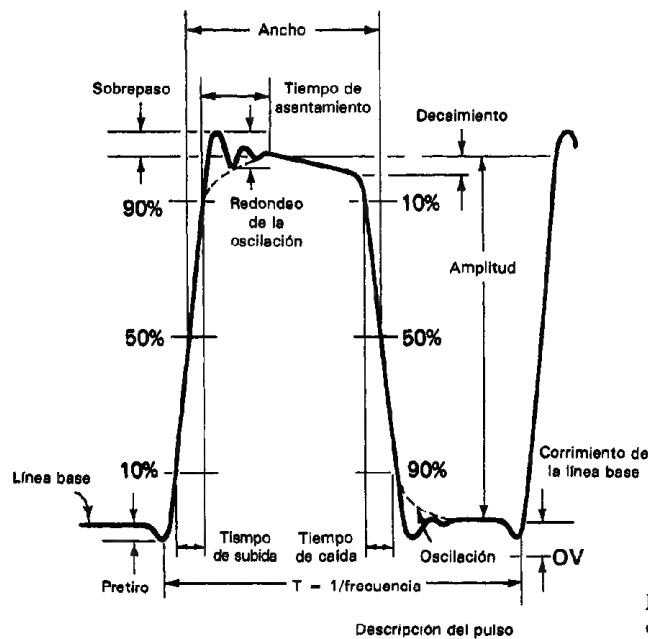


Figura 13-7 Pulso real. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

6. *Variación del periodo.* Especifica la variación máxima en periodo de un ciclo al siguiente (en porcentaje del periodo).
7. *Línea base.* El nivel de corriente directa en el cual comienza el pulso.
8. *Tiempo de asentamiento.* El tiempo necesario para que el sobrepaso quede dentro de un porcentaje especificado de la amplitud de pulso.

Los generadores de pulsos están diseñados para producir pulsos que se aproximen tanto como sea posible a los pulsos ideales. Los pulsos de alta calidad aseguran que cualquier distorsión en el pulso de salida de un circuito de prueba se debe únicamente al circuito de prueba. La amplitud, el ancho de pulso y el periodo de los pulsos generados son con frecuencia ajustables en varios rangos. El ciclo de trabajo también se puede ajustar; pero si la potencia contenida en cada pulso es grande, el ciclo máximo de trabajo se deberá mantener pequeño. Cuando se alcanza el ciclo máximo de trabajo de un generador de pulsos, la forma de onda se hace irregular o ya no aumenta el ancho del pulso.

La impedancia de la fuente o generador en los generadores de pulsos es de 50 Ω . Se escoge este valor para que la impedancia de salida de los generadores de pulsos se iguale con la de los cables que transmiten los pulsos del generador (los cables son coaxiales que tienen impedancia característica de 50 Ω). Es necesaria esta igualación porque las cargas conectadas a generadores de pulsos, al otro extremo de los cables coaxiales, no siempre están igualadas a la impedancia de la fuente o a la del cable. La *no igualación* hace que una parte del pulso se refleje hacia atrás, hacia el generador de pulsos, por el cable coaxial. Como el cable y el generador están igualados, la señal reflejada se absorbe por completo al regresar al generador. Si no sucediera esta absorción total, se reflejaría de nuevo una parte del pulso y parecería que se generan pulsos espurios en el generador (figura 13-8). En la figura 13-9 se muestra un generador típico de pulsos y funciones. El operador puede controlar el periodo, la amplitud, la simetría, la longitud de la ráfaga de pulsos, el ciclo de trabajo, el corrimiento de la línea base, y la fase de inicio del pulso de salida. Además, se puede seleccionar la polaridad del pulso y el generador puede dispararse manual o externamente.

Algunos generadores de pulsos permiten *disparo manual*. Esto es, se producen pulsos aislados sólo bajo operación manual de un interruptor de botón de presión, que está en el tablero de control. En el modo de *pulso apareado* (o de doble pulso), se producen dos pulsos sucesivos en cada periodo. El primer pulso es el mismo que el no demorado, mientras que el segundo es el pulso demorado. En el modo de ráfaga el generador se enciende sólo durante un breve periodo y produce pulsos (de 0 a 1999 en el caso del modelo de la figura 13-9), el cual se controla con una señal de compuerta generada internamente y que a su vez se dispara mediante una señal externa.

Además de las posibilidades de los generadores de pulsos comunes que se describieron arriba, se pueden tener otras opciones en instrumentos especiales. Una de estas opciones se encuentra en los llamados *generadores de palabras digitales*. Estos instrumentos permiten la producción de una secuencia de varios pulsos y transcurre un tiempo antes de repetir esta misma secuencia. Al aumentar el precio de esos ins-

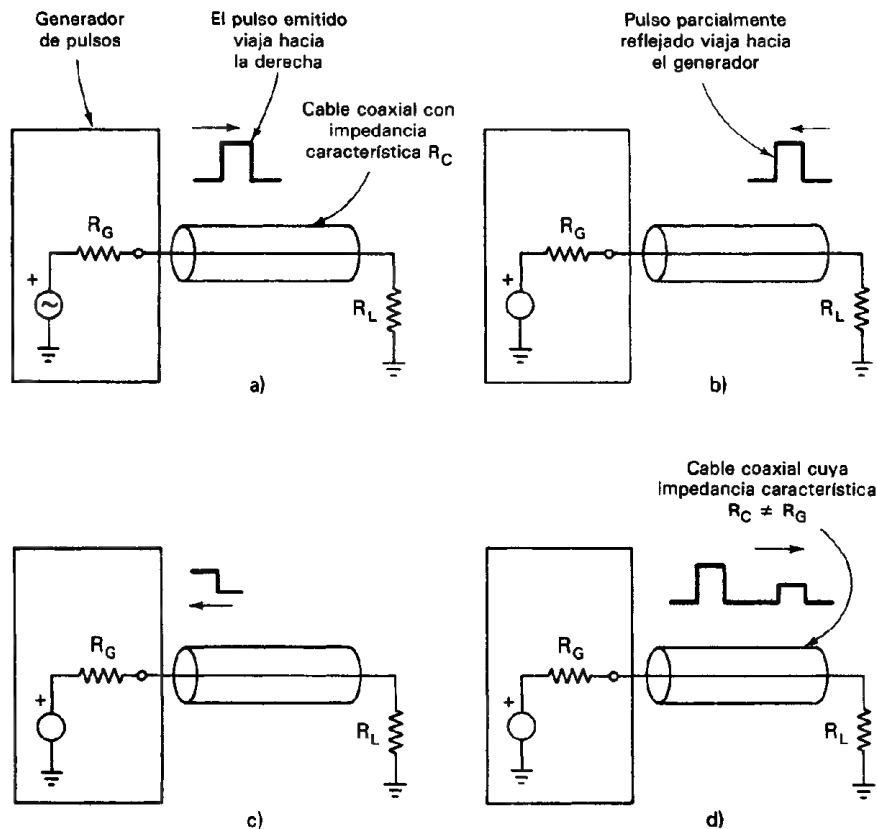


Figura 13-8 Importancia de igualar la impedancia de un generador de pulsos con la del cable de transmisión de pulsos. a) El pulso emitido por el generador se transmite por el trayecto del cable coaxial. Este tiene una impedancia característica $R_C \neq R_G$, la carga tiene una impedancia $R_L \neq R_G$. b) El pulso se refleja parcialmente por la carga R_L porque $R_L \neq R_C$. El pulso reflejado viaja hacia la izquierda por el cable coaxial. c) Como $R_C = R_G$ el pulso reflejado se absorbe cuando regresa al generador. d) Si $R_G \neq R_C$ el pulso reflejado sería reflejado de nuevo y se propagaría hacia la derecha otra vez por el cable. El pulso aparecería en la carga además de los pulsos deseados.

trumentos, se puede conseguir mayor flexibilidad en el ajuste de las amplitudes y ancho de los pulsos dentro de determinada palabra.

Al seleccionar un generador de pulsos para emplearlo en una aplicación específica, se aconseja consultar las especificaciones del generador para determinar si será adecuado para efectuar las mediciones deseadas, a continuación se da una lista de las características importantes de los generadores de pulsos de propósito general, junto con los rangos y especificaciones disponibles en los instrumentos comerciales. Nótese que ningún instrumento único puede cumplir con todos los rangos de los límites que se describen.

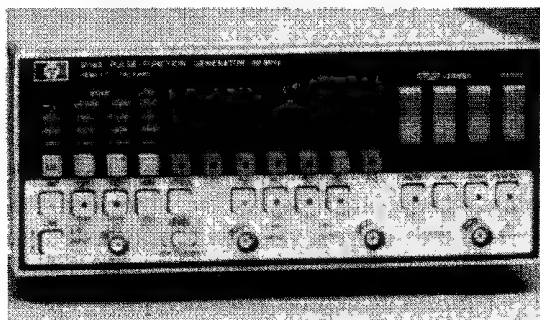


Figura 13-9 Generador de pulsos y de funciones: HP modelos 8116A. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

1. *Periodo de pulso.* Puede ser tan largo como 10 s y tan corto como 1 a 2 ns, con exactitudes de 3 por ciento y variación de periodo mejor que 0.05 por ciento.
2. *Retardo de pulso.* Puede ser tan grande como 1 s y tan corto como 1 a 2 ns, con exactitudes de 3 por ciento y variación de periodo mejor que 0.05 por ciento.
3. *Duración de pulso.* Mismas especificaciones que para el retardo.
4. *Generación de doble pulso.* Separación mínima entre pulsos, 1 a 2 ns.
5. *Tiempos de subida y de caída.* De 0.5 ns hasta varios segundos, con exactitudes de 3 por ciento y linealidad dentro del 1 por ciento de una rampa ideal. Con frecuencia, los tiempos de subida y de caída se pueden controlar por separado.
6. *Amplitud de pulso.* Hasta de 100 V con exactitudes de 3 por ciento y aberraciones de pulso (pretiro, sobrepaso, oscilación y planitud) no mayores de 3 por ciento.
7. *Compuertas y disparo.* Compatibles con los niveles lógicos de los semiconductores.
8. *Impedancia de salida.* Típicamente son 50 Ω .
9. *Corrimiento de la línea base.* Hasta ± 10 V, con exactitudes de 0.1 por ciento.
10. *Ciclo de trabajo.* De 10 a 90 por ciento.
11. *Fase de inicio.* $\pm 90^\circ$.

GENERADORES DE FUNCIONES

Un generador de función (figura 13-10) es una fuente de señales que tiene la posibilidad de producir varios tipos de ondas como señal de salida. La mayor parte de los generadores de función pueden generar ondas senoidales, cuadradas y triangulares en un amplio rango de frecuencias. Otros modelos pueden generar pulsos, rampas, ondas trapezoidales o de diente de sierra, así como los tres tipos comunes que se mencionaron. La gama de frecuencias de un generador de función es por lo general de 0.001 Hz hasta 20 MHz. Algunas unidades también pueden interaccionar con equipo automático de prueba por medio de control por microprocesador y bus de distribución IEEE-488. Finalmente, los fabricantes de los generadores de funciones planean continuar aumentando la versatilidad de sus instrumentos incluyendo características como generación de barrido de frecuencias, síntesis de ondas complejas y síntesis de alta resolución. Como los generadores de función pueden producir una amplia variedad de ondas y frecuencias, se están convirtiendo en los generadores de señal de usos múltiples en los laboratorios electrónicos. En efecto, cada una de las formas de onda que producen es particularmente adecuada para un grupo diferente de aplicaciones. En la sección anterior sobre osciladores se describieron los usos de la *salida de onda senoidal*. La señal de *onda cuadrada* se puede emplear para probar amplificadores electrónicos y las respuestas transitorias de otros circuitos. Como las ondas cuadradas de baja frecuencia están compuestas de un amplio rango de componentes senoidales, dan una capacidad única de medición para probar circuitos amplificadores.¹ En otras palabras, la respuesta de un circuito amplificador a

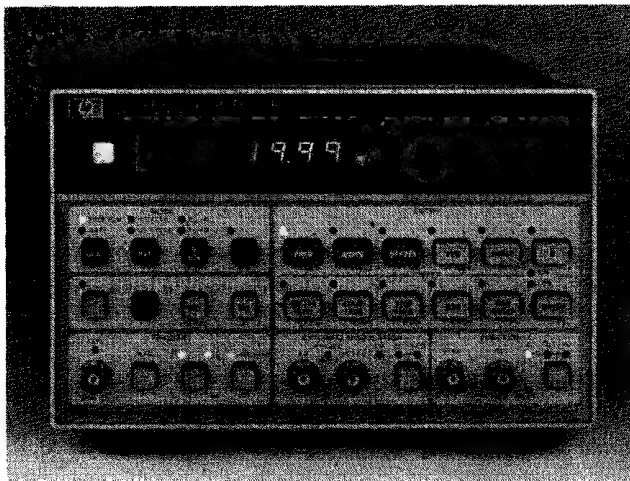


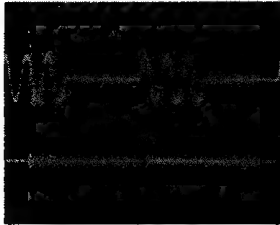
Figura 13-10 Generador de funciones: HP modelo 3314A. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

¹Para conocer una descripción más detallada de este punto, consúltense cualquier texto de matemáticas o de circuitos que cubra el análisis de Fourier. En la sección titulada "Análisis Armónico y Analizadores de Espectro" del capítulo 8, se presentan brevemente algunos de los aspectos introductorios del análisis de Fourier.

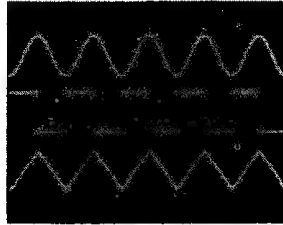
una señal de onda cuadrada a la entrada da el mismo tipo de datos acerca de sus características eléctricas que si fuera probado secuencialmente con las entradas de ondas senoidales de muchas frecuencias distintas. Para emplear la onda cuadrada para este tipo de mediciones, se debe aplicar a la entrada del circuito que se está probando. La salida del circuito se muestra en un osciloscopio.

Las salidas de onda triangular y de diente de sierra de los generadores de función se emplean normalmente para aquellas aplicaciones que necesitan de una señal

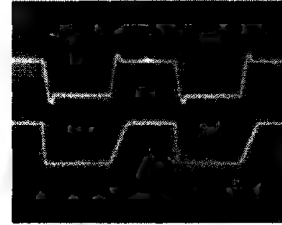
EJEMPLOS DE ONDAS



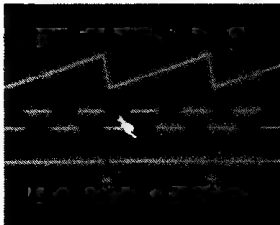
Ráfaga con disparo externo



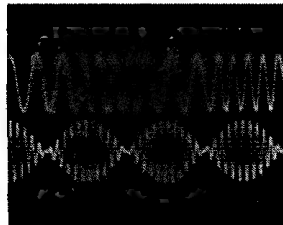
Senoidal, cuadrada y triangular a 20 MHz



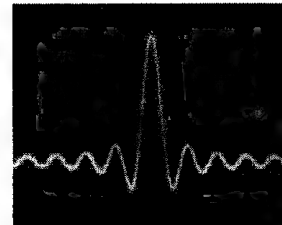
Modo de 1/2 ciclo simulando sobrepaso y pulsos con subida y caída variable.



Rampa de salida con fase encadenada a un pulso de disparo interno. Se muestra con salida de sincronía.



FM y AM (portadora suprimida)



$\frac{\sin x}{x}$ onda arbitraria sen x/x

ONDAS ARBITRARIAS DE FACIL COMPRENSION

Con el control completo de cada vector, se usa la perilla "modify" como lápiz para dibujar la onda en un osciloscopio.

1. Después de haberse insertado aproximadamente 20 vectores unitarios emplease la perilla modify para ajustar el marcador, VMKR, al #1. A continuación ajústese la altura de #1 a 400.

2. Oprímase V LEN y emplease modify para ajustar la longitud a 3.

3. Oprímase V HGT dos veces y ajústese la altura de #2 a -190.

4. Continúese usando V HGT y V LEN para crear la onda deseada, e INS (insertar) o DEL (borrar) los vectores según se necesite. La amplitud y la frecuencia se pueden ajustar sin afectar los valores vectoriales. Los parámetros de la onda se almacenan automáticamente en la memoria no volátil cuando se crean.

5. Después, si se necesita una onda ligeramente distinta, sólo se usa el marcador para seleccionar un vector individual y se modifica su altura y longitud sin afectar la altura y longitud de los demás vectores.

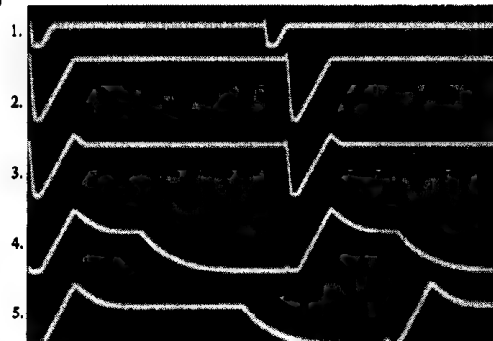


Figura 13-11 Ondas de salida típicas del generador de funciones HP3314A. (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

que aumente (o que disminuya) a una velocidad lineal específica. También son útiles para excitar osciladores de barrido en osciloscopios y el eje X de los registradores X - Y . Muchos generadores de función también pueden generar dos ondas distintas al mismo tiempo (desde luego, en dos pares de terminales de salida). Esta puede ser una característica útil cuando se necesitan dos señales en una aplicación particular. Por ejemplo, se pueden producir una onda triangular y una senoidal de frecuencias iguales al mismo tiempo. Si se hace que los cruces de cero de ambas ondas tengan lugar al mismo tiempo, se puede tener una onda variable linealmente, que puede comenzar en el punto de fase cero de una onda senoidal.

Otra posibilidad importante de algunos generadores de función es su capacidad para *encadenar su fase* a una fuente externa. Esto significa que cuando se emplean estos dispositivos, cada ciclo de la onda de un generador de función tendrá una relación fija de fase con respecto a una señal externa aplicada. (Esta relación de fase también es ajustable.) Un ejemplo de cómo se emplea esta propiedad es cuando una señal de onda senoidal de un generador de función tiene encadenada su fase a otra onda senoidal de un segundo generador de función. Si esta otra onda senoidal es la segunda armónica de la primera, la suma de las dos ondas senoidales a diferentes amplitudes y corrimientos de fase puede producir una gran variedad de ondas extrañas. Además, si el generador de función se conecta a un exacto patrón de frecuencia (y se emplea la función de encadenamiento de fase), todas las ondas de salida del generador de funciones tendrán la misma frecuencia, estabilidad y exactitud que el patrón. La figura 10-3 muestra una fotografía de un generador de funciones típico. Las ondas arbitrarias y las ondas normales que puede generar el aparato HP3314A se muestran en la figura 13-11.

En la tabla 13-2 se da un conjunto típico de las especificaciones más importantes de un generador de funciones.

TABLA 13-2 ESPECIFICACIONES TÍPICAS PARA GENERADOR DE FUNCIONES

Rango de frecuencia	0.001 Hz a 20 MHz
Estabilidad de frecuencia	0.05%
Distorsión de onda senoidal	—55 dB a menos de 50 kHz —40 dB a más de 50 kHz
Respuesta transitoria a la onda cuadrada	Tiempo de subida y caída < 9 ns
Amplitud de salida (circuito abierto)	10 V p-p
Impedancia de salida	50 Ω
Ondas de salida	Senoidal, cuadrada, triangular, en rampa, pulso, arbitraria, frecuencia y amplitud moduladas, ráfaga contada.

PROBLEMAS

1. Describáse brevemente los distintos tipos de señales de salida que generan cada una de las siguientes fuentes de señales.
 - a) Osciladores
 - b) Generadores de barrido de frecuencias
 - c) Generadores de función
2. Describáse cualitativamente el funcionamiento del oscilador. ¿De dónde toma su energía el oscilador para compensar las pérdidas presentes en sus circuitos?
3. Explíquese por qué los osciladores de audiofrecuencia y radiofrecuencia tienen impedancias de salida de $600\ \Omega$ y $50\ \Omega$ respectivamente.
4. Describáse qué efecto tendrá el valor de la impedancia de carga conectada a la salida de un oscilador, sobre el voltaje máximo que puede producir el oscilador.
5. Definase los siguientes términos que se emplean para especificar el desempeño de un oscilador.
 - a) Resolución de escala
 - b) Estabilidad de frecuencia
 - c) Rango
 - d) Estabilidad de amplitud
6. Consultense otros textos para describir con mayor detalle el proceso de modulación de amplitud y modulación de frecuencia.
7. Si un pulso tiene los siguientes periodos y ancho calcúlese su ciclo de trabajo.
 - a) Ancho del pulso = $4\ \mu\text{s}$, periodo = $7\ \mu\text{s}$.
 - b) Ancho del pulso = $12\ \text{ms}$, periodo = $2\ \text{s}$.
8. Explíquese por qué deben tener el mismo valor la impedancia de salida de un generador de pulsos y la impedancia del cable a través del que se transmiten los pulsos de salida del generador.
9. Describáse qué significa la capacidad de un generador de pulsos para encadenar su fase con una fuente externa.
10. Definase los siguientes términos en relación con la descripción de un pulso.
 - a) Tiempo de subida
 - b) Tiempo de caída
 - c) Sobrepaso
 - d) Oscilación
 - e) Variación del periodo
11. Con un diagrama de bloques, diseñese un sistema de prueba que emplee un osciloscopio para calibrar la frecuencia de un oscilador.

REFERENCIAS

1. Hewlett-Packard, *Catálogo de Instrumentación*. Palo Alto, Calif.: Hewlett-Packard, 1982.
2. Coombs, C., *Manual de Instrumentación Electrónica Básica*. Cap. 28-30. New York: McGraw-Hill, 1972.
3. Cooper, W. D., y Helfrick, A. D., *Instrumentación electrónica y técnicas de mediciones* 3a. ed., Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1985.
4. Millman, J., y Taub, H., *Ondas pulsantes, digitales y de conmutación*. New York: McGraw-Hill, 1965.

Transductores Eléctricos

Los *transductores* se definen como dispositivos que convierten energía o información de una forma a otra. Se emplean extensamente en el trabajo de medición porque no todas las cantidades que se necesitan medir se pueden mostrar con tanta facilidad como otras. Generalmente se puede efectuar una mejor medición de una cantidad si ésta se puede convertir a otra forma que se pueda mostrar con facilidad y exactitud. Por ejemplo, el termómetro común de mercurio convierte los cambios de temperatura a cambios en la longitud de una columna de mercurio. Como este último cambio es muy fácil de medir, el termómetro de mercurio es un dispositivo conveniente para detectar cambios de temperatura. Por otro lado, el cambio real de temperatura no es tan fácil de mostrar en forma directa.

El objetivo de este capítulo es presentar algunos de los transductores que convierten cantidades físicas en señales eléctricas (así como algunos transductores que las convierten en formas no eléctricas). Los transductores eléctricos (p. ej., los micrófonos, bocinas, etc.) constituyen la vasta mayoría de los transductores que se emplean hoy en día. La razón de su popularidad es que las señales eléctricas poseen muchas cualidades deseables para medición. La primera de ellas es que la instrumentación eléctrica está tan adelantada que generalmente hay varios métodos diferentes para convertir la mayor parte de las cantidades físicas en señales eléctricas. Además, si las señales débiles se convierten a una forma eléctrica, se pueden amplificar con fidelidad hasta que sus amplitudes lleguen a ser bastante grandes para poder mostrarse con facilidad. Por último hay dispositivos de registro y despliegue (incluyendo las computadoras digitales) que pueden seguir variaciones de muy alta frecuencia en

señales eléctricas. Así, una cantidad no eléctrica la cual también tiene una variación de alta frecuencia (p. ej., las vibraciones de un sólido) se puede convertir a una forma eléctrica para monitorearla con exactitud.

Cuando se describen los distintos tipos de transductores, se debe escoger un medio para seleccionarlos. En su mayor parte, el método en este texto será clasificar los transductores de acuerdo con el tipo de cantidad a la que deben responder.¹ Las dos excepciones a este procedimiento implicarán la descripción de la *galga extensométrica* y el *transformador diferencial variable lineal*. Esos dos transductores se emplean para una gran variedad de mediciones, por lo que se describen como dispositivos de usos múltiples (en contraste con los transductores de propósito específico, que son capaces de convertir sólo una o dos cantidades físicas a una señal eléctrica). Sin embargo, no se pretende en este capítulo examinar *todos* los transductores eléctricos posibles. En lugar de ello, su fin es presentar algunas de las variedades que más se emplean y con ello poner al lector en alerta acerca de algunas de las formas en que se pueden aumentar las posibilidades de medición mediante el empleo de los transductores.

Papel de los Transductores en los Sistemas de Medición

En general, hay tres elementos principales comunes a la mayoría de los sistemas de medición (figura 14-1). El primero de ellos es el *elemento de detección* (o *sensor*). El objetivo del elemento de detección es responder a la magnitud (o cambios en la magnitud) de la cantidad que se esté midiendo. La respuesta del sensor toma la forma de una señal de salida cuya magnitud es proporcional a la magnitud de la cantidad que se esté midiendo.

El segundo elemento es el *modificador de señal*. Este elemento recibe la señal de salida del elemento de detección y la modifica mediante amplificación o por conformación adecuada de su onda. Cuando la señal sale del modificador de señal, debe estar en forma adecuada para desplegarse o para registrarse. El tercer elemento de los sistemas de medición es el *dispositivo de despliegue o de registro*. En sistemas eléctricos las pantallas o los registradores pueden ser medidores, tubos de rayos catódicos, registradores de carta, grabadoras de cinta, registradores X-Y y computadoras digitales.

Si el sistema de medición es uno en el que se ha de medir una cantidad no eléctrica para convertirla a una forma eléctrica, se emplea un transductor eléctrico como



Figura 14-1 Elementos de un sistema general de medición.

¹ Otro método agrupa a los transductores de acuerdo con el tipo de parámetro eléctrico que cambia en el proceso de producir la señal de salida del transductor.

elemento de detección.² Si el transductor eléctrico produce una señal sin necesidad de excitación eléctrica, se le llama transductor *activo*. Si el transductor es capaz de producir una señal de salida sólo cuando se emplea en conjunto con una fuente de excitación el transductor se llama transductor *pasivo*. Un sistema completo de transductor comprende el transductor y la fuente de voltaje de excitación si es necesaria.

Indicaciones para Seleccionar y Emplear los Transductores

Cuando se intenta hacer una medición de una cantidad no eléctrica convirtiendo la cantidad a una forma eléctrica, se debe seleccionar un transductor adecuado (o combinación de transductores) para llevar a cabo esta conversión. El primer paso en el procedimiento de selección es definir con claridad la naturaleza de la cantidad que se ha de medir. Esto debe comprender el conocimiento del rango de magnitudes y frecuencias que se espera que exhiba la cantidad. Cuando se ha establecido el problema, se deben examinar los principios del transductor disponible para medir la cantidad deseada. Si uno o más principios de transducción son capaces de producir una señal satisfactoria, se debe decidir si usar un transductor comercial o intentar construir el transductor. Si hay transductores comerciales disponibles a un precio razonable, la elección probablemente sea comprar uno de ellos. Por otro lado, si no se fabrican transductores que puedan llevar a cabo la medición deseada, se tendrá que diseñar, construir y calibrar el dispositivo.

Cuando se examinan las especificaciones de un transductor en especial, se deben considerar los siguientes puntos para determinar su capacidad para una medición en particular:

1. *Rango*. El rango del transductor debe ser lo suficientemente grande tal que abarque todas las magnitudes esperadas de la cantidad a ser medida.

2. *Sensibilidad*. Para obtener datos significativos, el transductor debe producir una señal de salida suficiente por unidad de entrada medida.

3. *Efectos de carga*. Como los transductores siempre consumirán algo de energía del efecto físico que se está probando, debe determinarse si se puede despre-

² A veces el elemento transductor inicial de un sistema eléctrico de medición convierte la cantidad medida a una forma no eléctrica. En esos casos, la señal no eléctrica de salida del primer transductor se puede alimentar a un segundo transductor. Este segundo dispositivo es un transductor eléctrico que convierte la señal a la forma eléctrica. Un ejemplo de ese arreglo de dos transductores es el tubo de Bourdon y el transformador diferencial variable lineal (LVDT), que a menudo se emplean para medir la presión de los fluidos. El tubo de Bourdon convierte la presión del fluido en un desplazamiento mecánico. Un transductor diferencial variable lineal convierte los desplazamientos mecánicos a una señal eléctrica de corriente alterna. Así, si el LVDT se conecta a un tubo Bourdon, se puede convertir la presión a una señal eléctrica de ca.

Una buena referencia que presenta una descripción más completa sobre el tema que la que se puede dar en este capítulo es el texto de H. N. Norton, *The Handbook of Transducers for Electronic Measuring Systems* (Manual de transductores para sistemas electrónicos de medición) (Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1969).

ciar esta absorción o si se pueden aplicar factores de corrección para compensar las lecturas por las pérdidas.

4. Respuesta a la frecuencia. El transductor debe ser capaz de responder a la velocidad máxima de cambio en el efecto que se esté observando.

5. Formato de salida eléctrica. La forma eléctrica de la salida del transductor debe ser compatible con el resto del sistema de medición. Por ejemplo, un voltaje de salida de no sería compatible con un amplificador que sólo pueda responder a señales de corriente alterna.

6. Impedancia de salida. La impedancia de salida del transductor debe tener un valor que lo haga compatible con las siguientes etapas eléctricas del sistema. Si existe incompatibilidad de impedancia, se deben agregar dispositivos modificadores de señal al sistema para superar este problema.

7. Requerimiento de potencia. Los transductores *pasivos* necesitan de excitación externa. Así, si se deben emplear transductores pasivos, es necesario asegurar que haya disponibles fuentes de poder eléctricas adecuadas para operarlos.

8. Medio físico. El transductor seleccionado debe poder resistir las condiciones ambientales a las que estará sujeto mientras se efectúe la prueba. Parámetros tales como temperatura, humedad y sustancias químicas corrosivas podrían dañar algunos transductores y a otros no.

9. Errores. Los errores inherentes a la operación del mismo transductor o aquellos errores originados por las condiciones del ambiente en la medición, deben ser lo suficientemente pequeños o controlables para que permitan tomar datos significativos.

Una vez seleccionado el transductor e incorporado en el sistema de medición, se deben seguir las recomendaciones que se presentan a continuación para aumentar la exactitud de las mediciones:

1. Calibración del transductor. Se debe calibrar la salida del transductor tomando algún estándar conocido al emplearlo en las condiciones reales de la prueba. Esta calibración se debe llevar a cabo con regularidad a medida que se haga la medición.

2. Se deben monitorear en forma continua los cambios en las condiciones ambientales del transductor. Si se sigue este procedimiento, los datos medidos podrán corregirse posteriormente para tomar en cuenta cualquier cambio en las condiciones ambientales.

3. Controlando artificialmente el ambiente de la medición, se pueden reducir errores posibles del transductor. Los ejemplos de un control artificial del ambiente

incluyen el encerramiento del transductor en una caja de temperatura controlada y el aislamiento del dispositivo con respecto a golpes y vibraciones externas.

GALGAS EXTENSOMETRICAS

El 22 de marzo de 1939, el profesor Arthur C. Ruge, del MIT, recibió una carta del comité de patentes de la universidad que afirmaba: "el comité no cree que el uso comercial sea de gran importancia. . . ." Los mejores cerebros en ingeniería sentían que la galga extensométrica no era útil en la época en que fue concebida. Hoy, la *galga extensométrica* es uno de los transductores eléctricos que se emplean con mayor frecuencia. Su popularidad se basa en el hecho de que puede detectar y convertir *fuerza o desplazamientos mecánicos pequeños* en señales eléctricas. Dado que muchas otras cantidades como par, presión, peso y tensión, también involucran efectos de fuerza o desplazamiento, éstas se pueden medir también con galgas extensométricas. Además, si el desplazamiento mecánico a medir tiene una forma variable con el tiempo (como el movimiento vibratorio), se pueden detectar señales con frecuencias hasta de 100 kHz.

Las galgas extensométricas reciben su nombre porque al deformarse longitudinalmente (estiradas) cambian su resistencia. La deformación se define como un cambio en la longitud de un material debido a una fuerza o esfuerzo aplicado externamente.

$$\epsilon = \Delta L/L \quad (14-1)$$

donde ΔL = cambio en la longitud debido a la fuerza aplicada
 L = longitud original

Para mantener el funcionamiento lineal de estos transductores, la fuerza aplicada no debe deformar el material del transductor más allá del 50 por ciento de su límite elástico (el límite elástico es la máxima deformación longitudinal que puede soportar un material y retornar a su longitud original) una vez que el esfuerzo se ha dejado de aplicar. Cuando se estira una galga extensométrica, su resistencia cambiará (ΔR) de acuerdo con

$$\Delta R = \rho \frac{\Delta L}{A} \quad (14-2)$$

donde ρ = resistividad del material ($\Omega\text{-m}$)
 ΔL = cambio en la longitud efectiva del conductor
 A = área del conductor

La mayoría de las galgas extensométricas se fabrican de tal modo que la resistencia varíe linealmente con los cambios en la longitud. Los cambios tanto en la resistividad (como una función del esfuerzo) como en el área son mínimos y por lo mismo se pueden ignorar. La resistencia sin deformación es generalmente de 120 a 350 ohms.

Se seleccionaron originalmente esos valores debido a que corresponden a la resistencia crítica de amortiguamiento de los galvanómetros empleados en estas galgas. Debido a que hoy en día muy pocos instrumentos utilizan galvanómetros para medir la salida de circuitos puente, la resistencia de las galgas extensométricas ya no se necesita mantener en esos valores. Como resultado de ello se ha aumentado para igualar con los requisitos de los amplificadores de instrumentos de circuito integrado, para reducir los requerimientos de potencia y para aumentar la relación de señal a ruido. Resulta de todo ello que la resistencia sin deformación se ha aumentado a valores tan altos como sea posible fabricarlos. Esos valores son de aproximadamente 1 k ohm en las galgas extensométricas actuales de platino (92 por ciento) y tungsteno (8 por ciento), y tienen un factor de galga (K) de 4.5, en donde K se define como

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R_g}}{\frac{\Delta L}{L}} \quad (14-3)$$

siendo K = factor de galga (usualmente ≈ 2 , pero puede ser de varios cientos)
 ΔR = cambio en la resistencia de la galga
 R_g = resistencia de la galga
 ΔL = cambio en la longitud de la galga
 L = longitud de la galga

Ejemplo 14-1

Supóngase que una galga extensométrica de 120 Ω se fija a la superficie cilíndrica de una lata de 354 ml diseñada para contener un refresco carbonatado. Cuando se llena la lata y es presurizada se ocasiona que las paredes de la misma se expandan y resulte una deformación del material metálico de la lata, y por consiguiente de la galga extensométrica. Si el factor de galga K es 2.00 y la deformación resultante después de los procesos de llenado y presión es 243 μE , calcúlese el cambio en la resistencia de la galga.

Solución.

$$K = \frac{\frac{\Delta R}{R_g}}{\frac{\Delta L}{L}} = 2.00 = \frac{\frac{\Delta R}{120}}{243 \times 10^{-6}}$$

$$\Delta R = 0.0583 \text{ ohms}$$

En la figura 14-2 se muestra una configuración básica de una galga extensométrica. Las zonas grandes en el extremo (baja resistencia) reducen los efectos de la deformación transversal (deformación perpendicular a la longitud de la galga). La longitud de la galga puede variar desde algunos milímetros hasta varias pulgadas, dependiendo de la longitud del área sobre la que se vaya a promediar la deformación. El concreto y otros materiales no homogéneos necesitan de galgas muy largas, mientras que las raíces de los engranes (figura 14-3) necesitan de galgas muy pequeñas. Una

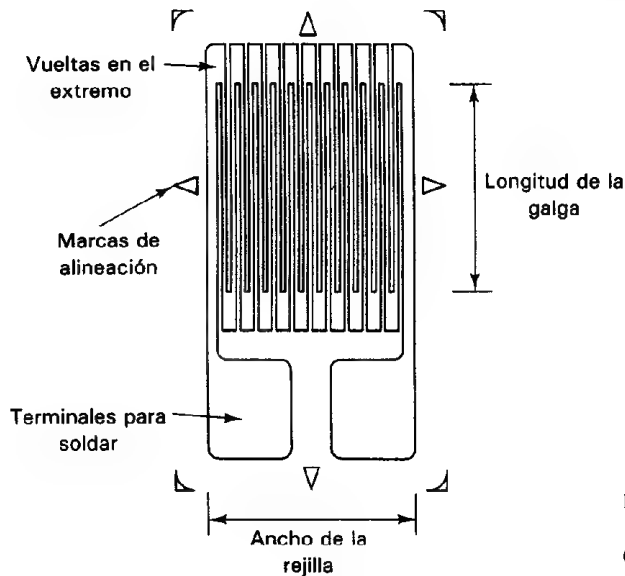


Figura 14-2 Configuración típica de una galga extensométrica.
(Cortesía de Micro Engineering II.)

galga debe unirse o pegarse a una superficie que esté sujeta a deformación uniforme porque la deformación se promedia sobre la longitud de la galga. El uso de modelos de plástico y luz polarizada, permite observar patrones de deformación. Estos patrones también se pueden determinar empleando una computadora y programas de análisis de elementos finitos. En la figura 14-4 se muestra un ejemplo de un patrón de deformación y la colocación de la galga en un transductor. El transductor está diseñado para un puente completo (que se definirá en una sección posterior) en el que dos galgas están sujetas a tensión y dos a compresión.

Las galgas extensométricas se fabrican pegando una película de metal muy delgada a una base, como por ejemplo la poliimida o la resina fenólica reforzada con fibra de vidrio. Se graba el patrón de la galga con un proceso semejante al del grabado de circuitos impresos. Las películas metálicas que se emplean por lo general son constantes, karma, manganina o platino-tungsteno. Cada galga se recorta para alcanzar su

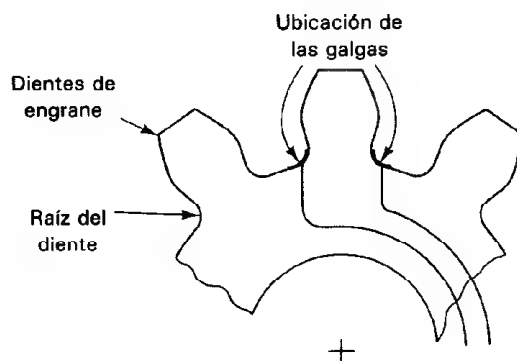


Figura 14-3 Colocación de la galga extensométrica para determinar los esfuerzos en la raíz del diente de un engrane.

resistencia final. Una galga terminada se fija al área que se va a deformar mediante adhesivos especiales como nitrocelulosa, cianoacrilato, resinas fenólicas o epóxicas. Los coeficientes de expansión térmica del material por medir y de la galga extensométrica se deben igualar tanto como sea posible para hacer mínimos los efectos de temperatura. Algunas galgas extensométricas deben permanecer fijas durante años (como las que se fijan a las superficies de las aeronaves para las pruebas de la Dependencia Federal de la Aviación de Estados Unidos, mientras que otras se fijan para las pruebas de impacto, que duran muy poco y se hacen una sola vez (y que pueden destruir el espécimen bajo prueba).

Como el *cambio de resistencia* de una galga extensométrica por lo general es muy pequeño, lo usual es emplear puentes de Wheatstone para medirlo. Además, como la *resistencia misma de la galga* es pequeña, se necesitan conexiones especiales del puente para eliminar los efectos resistivos de los alambres conductores (figura 14-5). Siempre que la temperatura y la longitud de ambos conductores permanezca igual, la señal de error e_0 (en volts) no se afectará por cambios de resistencia del conductor, ya que la resistencia se divide por igual entre los dos lados del puente. En un puente balanceado

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{L1} + R_3}{R_{L2} + R_4} \quad (14-4)$$

y, en el puente desbalanceado se calcula la señal de error e_0 mediante

$$e_0 = i \frac{\Delta R}{4 + \frac{\Delta R}{R}} \quad (14-5)$$

donde ΔR = cambio en resistencia de la galga extensométrica debido a un esfuerzo (el capítulo 10 describe las ecuaciones de circuito del puente de Wheatstone, tanto balanceado como desbalanceado, en más detalle).

La longitud del tercer conductor, R_{L3} no afecta la señal de error e_0 porque no pasa corriente por ese conductor y por lo tanto no se produce caída de voltaje a través de R_{L3} . La resistencia R_4 puede ser una galga sin deformación que se coloca junto a R_3 para que se hagan mínimos los efectos de temperatura. Puede ser también una

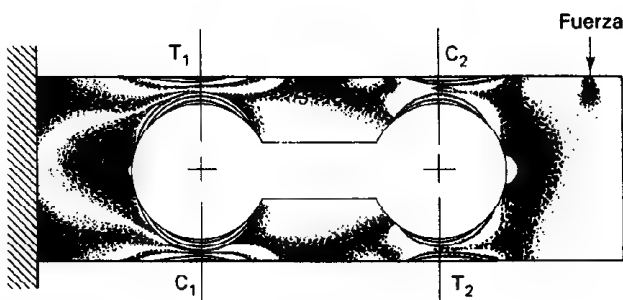
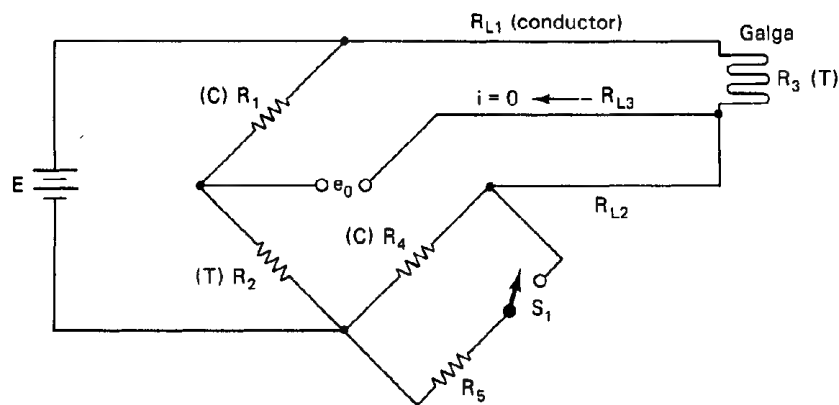


Figura 14-4 Línea de delimitación de esfuerzos constantes y localización de la galga extensométrica en un transductor. Las líneas de esfuerzo se crean usando un modelo de plástico y luz polarizada.



Ecuación de equilibrio del puente
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_{L1} + \Delta R_{L1}(t) + R_3}{R_{L2} + \Delta R_{L2}(t) + R_4}$$

e_0 — señal de error

T — galga de tensión

C — galga de compresión

R_5 — resistencia de calibración del puente

t — temperatura

Figura 14-5 Circuito de tres conductores para una sola galga (un cuarto de puente), que también se llama conexión de conductor compensado.

galga que se deforme en forma contraria (tensión contra compresión) a la galga R_3 pero a la misma temperatura. Se puede colocar una resistencia en paralelo con cualquiera de los brazos del puente para fines de calibración. Por ejemplo, cuando se cierra S_1 en la figura 14-5, la combinación en paralelo de R_4 y R_5 simula una carga en compresión, ya que la resistencia en paralelo es menor que R_4 sola. La deformación simulada se calcula mediante

$$\text{deformación simulada } (\epsilon) = \frac{R_4}{K(R_4 + R_5)} \quad (14-6)$$

en donde K = factor de galga

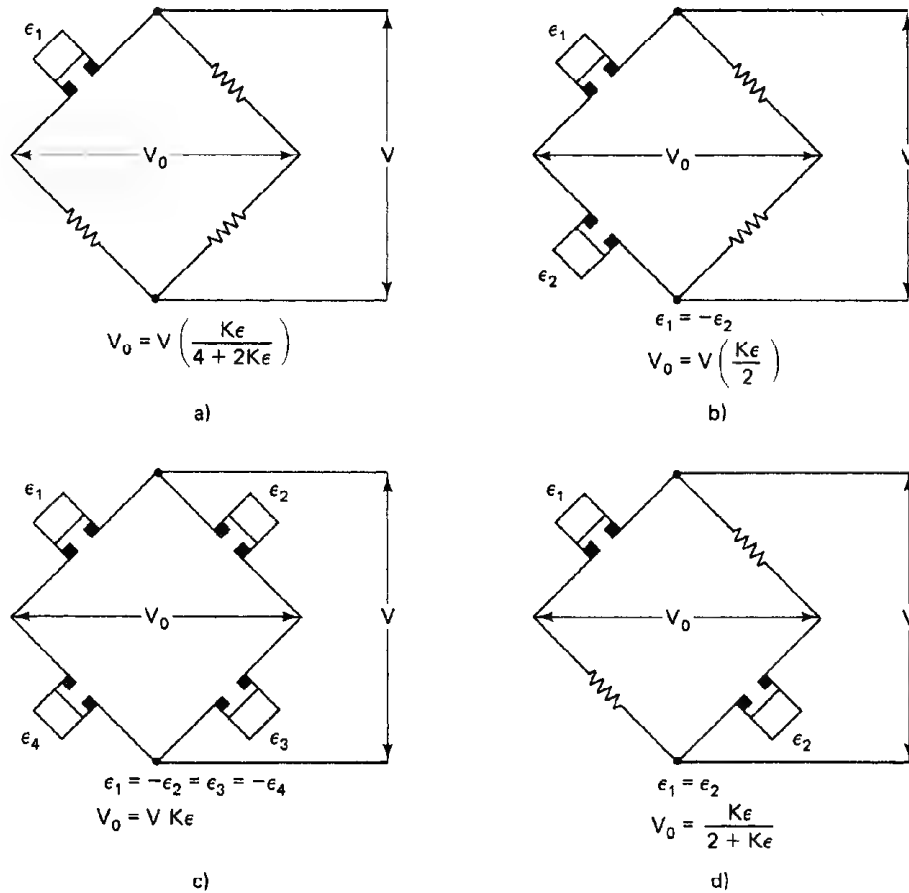
Ejemplo 14-2

Si el factor de galga de un medidor de deformación de 120 ohm es 2.00 y la resistencia de calibración es de 59,880 ohms, calcúlese la deformación simulada.

Solución.

$$\text{deformación simulada } (\epsilon) = \frac{120}{2.00(120 + 59,880)} = 1000 \mu\epsilon$$

Las tres configuraciones más empleadas de los circuitos puente que se usan con las galgas extensométricas son los cuartos de puente, medios puentes y puentes completos (figura 14-6). En los puentes completos hay cuatro galgas y se alternan en tensión y en compresión, lo que resulta en cuatro veces la señal de salida de un circuito de un cuarto de puente. (Nótese que la R_4 no se debe montar en ángulo recto a R_3 cuando R_4 se emplee para dar compensación de temperatura.) Esto se debe a que R_4 está sujeta a esfuerzo reducido según la relación de Poisson (que es la relación entre el esfuerzo lateral y el esfuerzo axial). Para el acero, esta deformación puede ser hasta del 30 por ciento de la deformación en R_3 .



K — factor de galga
 ϵ — deformación

Figura 14-6 Configuraciones comunes de puente para galgas extensométricas
 a) un cuarto de puente; b) medio puente; c) puente completo.

También se pueden montar galgas extensométricas en estructuras mecánicas adecuadas para crear una variedad de dispositivos transductores que pueden medir variables físicas como tensión, compresión, presión, aceleración y presión diferencial (velocidad) (figura 14-7).

Las galgas extensométricas de semiconductores son bastante más sensibles que las de película metálica y sus factores de galga son mayores que 200, en general. Debido a su mayor sensibilidad, pueden medir deformaciones mucho menores. Por

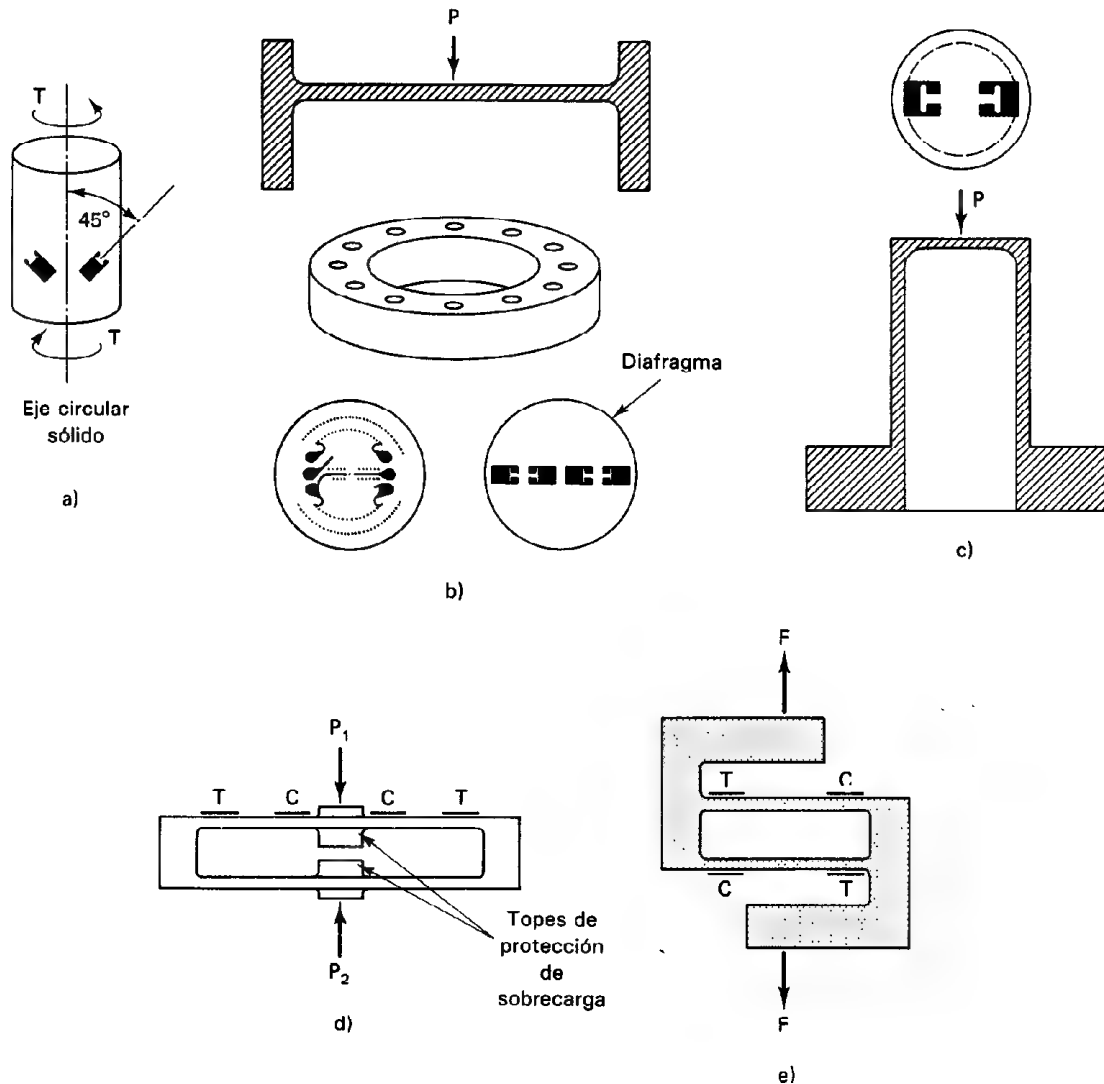


Figura 14-7 Transductores típicos de galgas extensométricas: a) de torsión; b) de baja presión; c) de alta presión; d) de presión diferencial; e) de tensión o compresión (básculas).

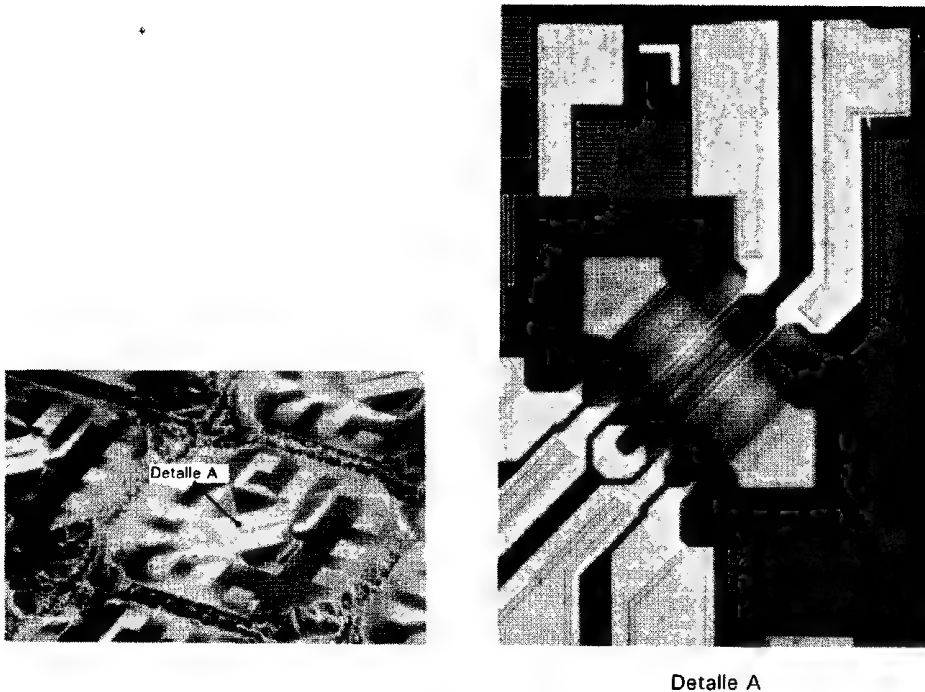


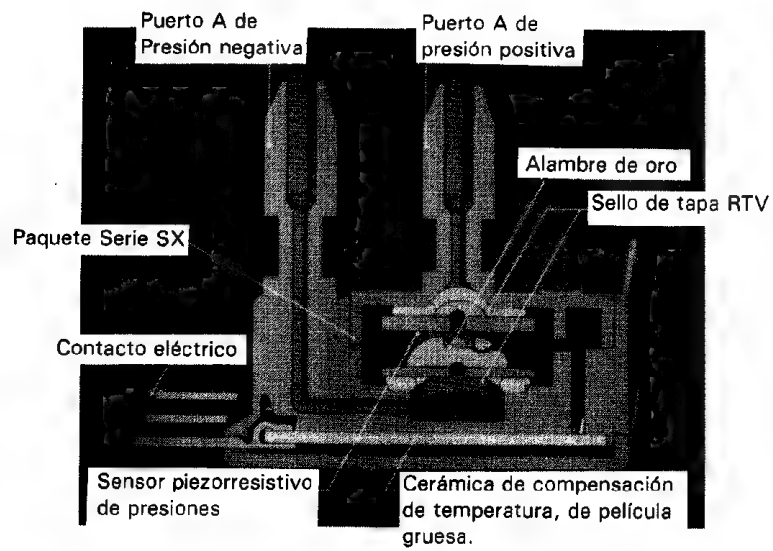
Figura 14-8 Galga extensométrica en circuito integrada como sensor de flujo de masa. (Cortesía de Micro Switch, una división Honeywell.)

desgracia, son mucho más sensibles a los cambios de temperatura que las de película metálica. (Sin embargo, los circuitos deben emplear compensados por temperatura, tanto con las galgas de lámina metálica como con las de semiconductor.) Las galgas extensométricas de semiconductor se incorporan en circuitos integrados tridimensionales para medir tanto presión como flujo de masa. Se pueden medir flujos tan pequeños como 1 CC/min y presiones tan bajas como 2.5 kPa. En la figura 14-8 se muestra un transductor compensado por temperatura para presión y flujo de masa. Además de las galgas extensométricas los transductores de presión también emplean elementos piezorresistivos con iones implantados en una configuración de puente (figura 14-9).

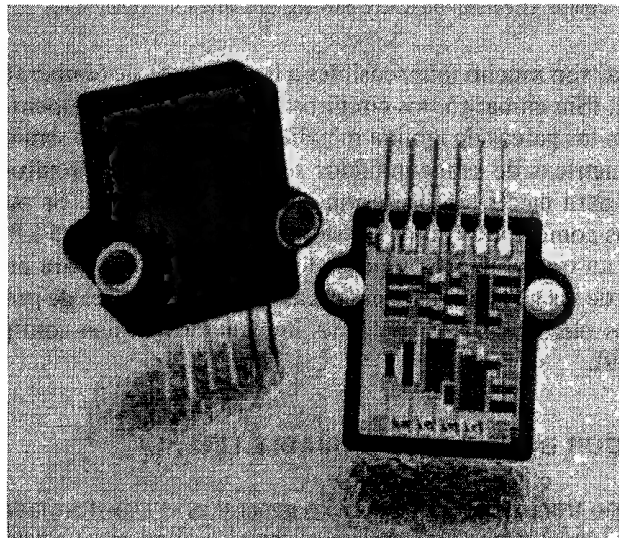
TRANSFORMADOR DIFERENCIAL VARIABLE LINEAL

El segundo transductor de propósito general es el transformador diferencial (LVDT). Al igual que la galga extensométrica, produce una señal eléctrica que es linealmente proporcional a desplazamientos mecánicos.³ Los desplazamientos que puede detectar es-

³ Los desplazamientos angulares pueden medirse con un dispositivo semejante, que se llama transformador diferencial variable rotatorio (RVDT).



a)



b)

Figura 14-9 Sensor piezorresistivo de presiones de circuito integrado: a) esquema; b) ensamble típico. (Cortesía de SenSym, Inc.)

te transformador son bastante grandes en comparación con los que puede detectar la galga extensométrica. Así, los transformadores diferenciales lineales variables son adecuados para aplicaciones donde los desplazamientos son demasiado grandes para ser tratados con galgas extensométricas. (A la inversa, las galgas extensométricas son por lo general más adecuadas para desplazamientos más pequeños.) Por ejemplo, los transformadores lineales (LVDT) pueden detectar desplazamientos que van desde micropulgadas hasta pulgadas. Como los transformadores lineales (LVDT) también se pueden conectar a otros transductores cuyas salidas sean desplazamientos mecánicos, con frecuencia se emplean junto con otros transductores (al igual que solos).

El transformador diferencial variable lineal detecta desplazamientos mediante el movimiento del núcleo ferromagnético dentro de un transformador especial [véase la figura 14-10 a)]. El transformador tiene un bobinado primario y dos secundarios. Los tres bobinados se devanan en el mismo tubo aislante. El bobinado primario se devana en el centro del tubo, y los dos devanados secundarios (que tienen el mismo número de vueltas) se conectan en serie y en oposición. Esto significa que el acoplamiento mutuo entre cada devanado secundario y el primario es igual, el voltaje V_o entre los conductores del devanado secundario será cero, aun cuando el primario esté excitado por una señal de ca.

Si se centra el núcleo ferromagnético (con respecto a la longitud del transformador), el acoplamiento mutuo entre cada devanado secundario y el primario será igual. Siempre que exista esta condición, $V_o = 0$. Sin embargo, si el núcleo se mueve con respecto a su posición central, el acoplamiento mutuo entre cada devanado secundario y el primario ya no será igual. Por ejemplo, si se mueve el núcleo como en la figura 14-10 b) hacia la derecha, el acoplamiento mutuo entre el devanado secundario 2 y el primario aumentará, mientras que el acoplamiento mutuo entre el devanado secundario 1 y el primario disminuirá. Un corrimiento de la posición del núcleo hacia la izquierda tendrá el efecto contrario. Como resultado de los cambios en el acoplamiento mutuo, el voltaje V_o entre los conductores de salida conectados a los devanados secundarios ya no será cero. En lugar de ello (para desplazamientos pequeños del núcleo), este voltaje de salida será linealmente proporcional a la magnitud del desplazamiento.

La *sensibilidad* de un transformador diferencial variable lineal se expresa en $\text{mV/V/0.001 pulgadas}$. Su voltaje real de salida se encuentra multiplicando la sensibilidad por el voltaje de entrada y por el desplazamiento en pulgadas. Como la salida es directamente proporcional al voltaje primario aplicado, se necesita una muy buena regulación de la fuente de poder. Cualquier variación ya sea en la frecuencia o en el voltaje, aparecerá en la señal de salida. Una señal típica de entrada va de 1 a 10 V de corriente alterna y de 1 kHz a 100 kHz. Una ventaja del transformador diferencial LVDT es su capacidad para cambiar el nivel de la señal de salida sin modificar el circuito de acondicionamiento de señal. En lugar de ello, se cambia la frecuencia o el nivel del voltaje de la señal de entrada al primario.

La linealidad del transformador diferencial LVDT se define como la desviación máxima de la curva de salida de la línea recta de mejor ajuste que pasa por el origen, expresada como un porcentaje de la salida nominal. Por ejemplo, si la salida

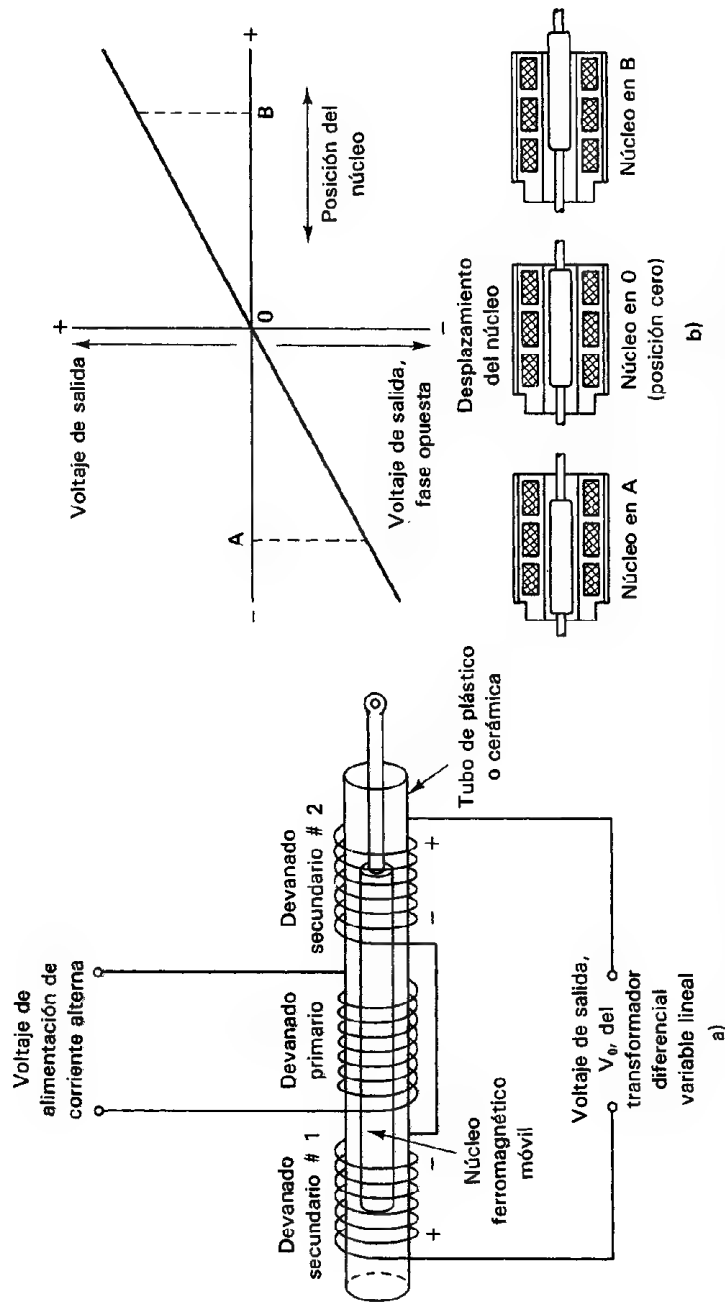


Figura 14-10 Transformador diferencial variable lineal: a) esquema; b) voltaje de salida como una función lineal de la posición del núcleo en un transformador diferencial. (Cortesía de Schaevetz Engineering.)

de un transformador diferencial lineal LVDT es 5.00 volts a un desplazamiento de 0.250 pulgadas, y la desviación máxima de la curva de salida, de la línea de recta a través del origen es 0.006 volts, la linealidad es entonces

$$\text{linealidad} = \frac{\text{desviación}}{\text{salida}} = \frac{0.006}{5.00} = 0.12\%$$

Al aumentar el voltaje de entrada al primario, aumenta también la distorsión armónica y se necesita tener cuidado al diseñar el oscilador del voltaje primario. Para que el transformador diferencial LVDT entregue máxima potencia, la impedancia de entrada del circuito acondicionador de señal debe igualarse con la impedancia de salida del transformador LVDT. El acondicionamiento de la señal tanto de voltaje primario como del secundario se puede conseguir en forma de integración a muy grande escala (VLSJ). Un ejemplo es el elemento NE5520 de Signetics, que incluye un oscilador senoidal (4 por ciento de distorsión), un demodulador síncrono con realimentación y un amplificador.

La relación longitud a rango puede ser muy grande. Por ejemplo, un transformador diferencial LVDT con un rango de ± 0.050 pulgadas tiene una longitud de 1.12 pulgadas y uno con rango de ± 10 pulgadas tiene 30 pulgadas de longitud.

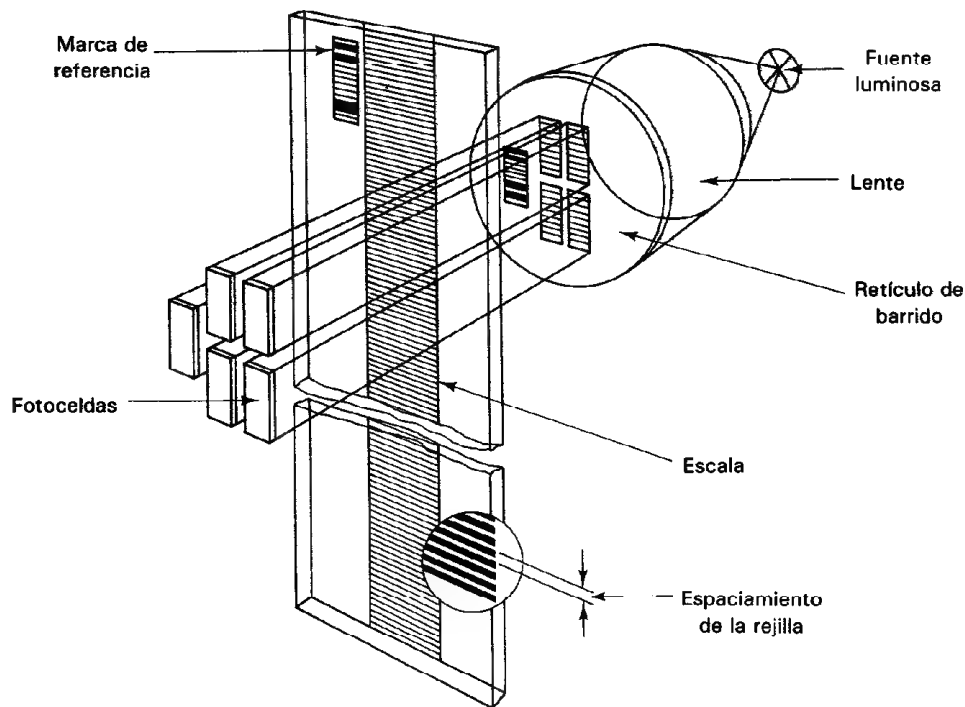


Figura 14-11 Componentes básicos de un codificador lineal óptico.

Esta relación tan grande no es práctica para medir las grandes distancias que se encuentran en la maquinaria de control numérico, como los tornos o equipo automatizado. Para esos sistemas se emplean posicionadores digitales con codificadores ya sea magnéticos u ópticos. En un sistema óptico, se pasa la luz a través de un codificador óptico de escala lineal hacia un receptor fotosensible (figura 14-11). Se pueden lograr longitudes del codificador de 10 pies con resolución de $0.1 \mu\text{m}$ de pulgada. En sistemas magnéticos se codifica magnéticamente una varilla o una cinta de hasta 30 metros de longitud de modo semejante al de un disco de computadora de pista doble. Debido a las grandes longitudes, se incorpora compensación de error cada 200 mm. Para aumentar la resolución, se lleva a cabo un proceso de interpolación en dos señales de cuadratura. El código se lee de modo semejante al método que se emplea para leer los discos de computadora. Las industrias automotrices y de robótica continúan incorporando más y más sensores lineales en sus sistemas de control.

Acelerómetro de Transformador Diferencial Variable Lineal

Como ejemplo de la gran variedad de aplicaciones del transformador diferencial variable lineal, se describirá a continuación el acelerómetro que lo emplea. Esos acelerómetros se usan para detectar temblores de tierra y para medir las aceleraciones de los cohetes. (Otros acelerómetros que miden vibración y choque usan principalmente transductores de cristal piezoeléctrico. Los cristales piezoeléctricos se describen en una sección posterior.)

En la figura 14-12 se muestra un modelo del acelerómetro de transformador diferencial LVDT. Se ve que el núcleo magnético del transformador LVDT se conecta mediante dos resortes en cantilever a una pieza externa del equipo más grande. Si esta parte se acelera en la dirección que se indica, el núcleo sufre una fuerza proporcional a la aceleración y por lo tanto dobla los resortes en cantilever. Por lo tanto, el cambio en la posición del núcleo es proporcional a la aceleración y este corrimiento da una señal de voltaje que también es proporcional a la aceleración.

Un típico acelerómetro de misil tiene un voltaje de salida de $2 V_{\text{rms}}/g$ con un voltaje de entrada de 115 V, 400 Hz.

Otros Transductores de Posición y Velocidad

Aunque la galga extensométrica y el transformador diferencial variable lineal producen indicaciones exactas de posición y velocidad, hay otros dispositivos que también pueden ser usados como transductores de esas cantidades. Los dos más comunes son el potenciómetro de movimiento lineal y el inductor variable de movimiento lineal. Esos dos transductores son más sencillos, más baratos y más fáciles de usar que la galga extensométrica y el transformador diferencial variable lineal. Sin embargo, sus exactitudes y sensibilidades no son tan altas, lo cual limita su empleo en muchos casos.

En la figura 14-13 se muestra el potenciómetro de movimiento lineal. Se ve que es un dispositivo de resistencia variable, cuyo valor de resistencia cambia por el movimiento de la corredera a lo largo del elemento de resistencia. La corredera se conecta a

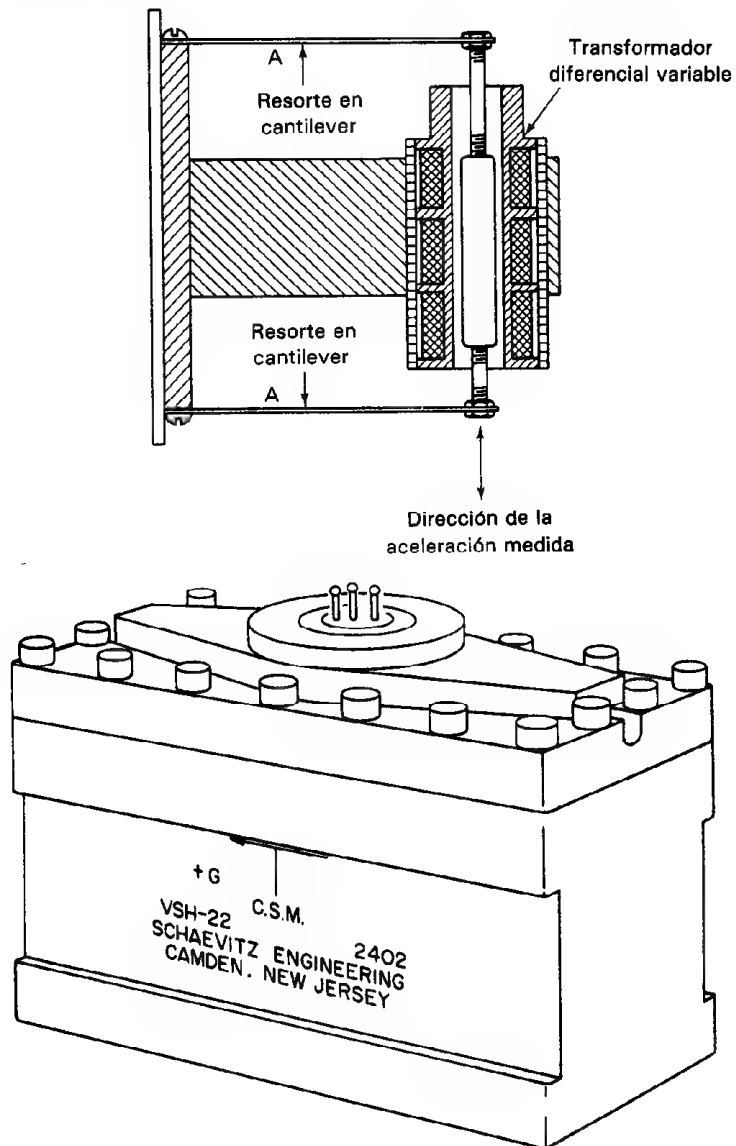


Figura 14-12 Acelerómetro de transformador diferencial variable lineal. (Cortesía de Schaevetz Engineering.)

un brazo que acopla el movimiento que se mide con el transductor. Si la posición centrada de la corredora corresponde a la posición de valor cero, un cambio de resistencia corresponderá a cualquier cambio de posición en cualquiera de las direcciones, positiva o negativa. Se puede emplear un puente de Wheatstone para medir esos cambios de resistencia.

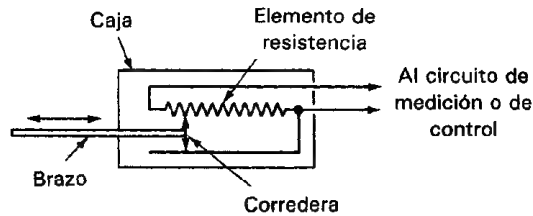


Figura 14-13 Potenciómetro de movimiento lineal.

El inductor de movimiento lineal trabaja de acuerdo con un principio similar al del potenciómetro de movimiento lineal. Sin embargo, el elemento móvil en este dispositivo es un núcleo magnético que se coloca dentro de la bobina de un inductor. Al moverse el núcleo en relación con la bobina, cambia el valor de la inductancia. Se puede monitorear este cambio en inductancia mediante un puente de impedancia para indicar cambios en posición.

TRANSDUCTORES DE PROPIEDADES DE FLUIDO (PRESION Y VELOCIDAD DE FLUJO)

Debido a que ambos actúan como fluidos en muchos aspectos se pueden monitorear las propiedades más comunes de los gases y líquidos mediante el mismo tipo de transductores. Esto es válido, sobre todo para las propiedades de presión y velocidad de flujo.

Presión del Fluido

Se puede describir la cantidad *presión* de muchas maneras. Si se describe el valor de presión con respecto al vacío, a este tipo de presión se le llama *presión absoluta*. Cuando el valor de la presión se compara con la *presión absoluta* del aire al nivel del mar, a la presión se le llama *presión relativa*. Si la presión en cuestión es la diferencia de presiones de dos fluidos (o la diferencia de las presiones del mismo fluido en diferentes partes de un sistema), lo que se está describiendo es la *presión diferencial*.

La presión se puede medir eléctricamente si modifica en forma directa algún parámetro eléctrico (como la capacitancia). También se puede medir si produce un desplazamiento mecánico. El desplazamiento mecánico puede activar a un transductor de desplazamiento lineal, originando una señal eléctrica.

En la figura 14-4 a) se muestra un transductor de capacitor variable. Su funcionamiento es muy parecido al del micrófono de capacitor (que se describirá después). La presión de referencia del transductor de este ejemplo puede ser la presión atmosférica (para una medición de presión relativa), el vacío (para medición absoluta), o un fluido como una segunda presión de interés (para mediciones de presión diferencial).

Un diafragma metálico se mueve dentro del transductor de capacitor aproximándose o alejándose de una placa rígida y por tanto causa un cambio en la capacitancia.

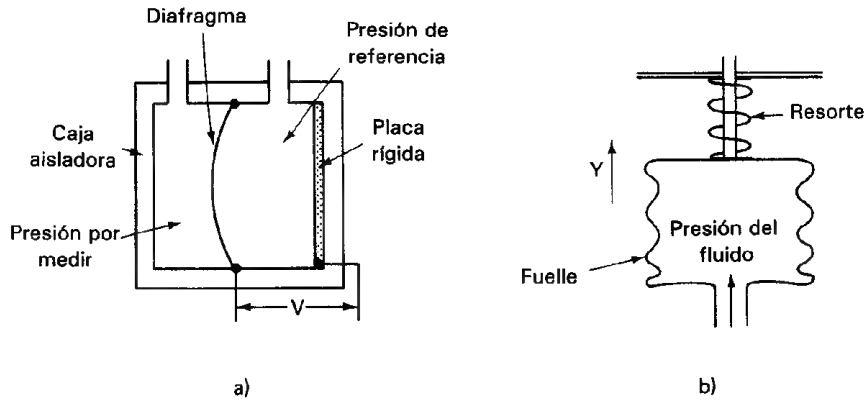


Figura 14-14 Transductores de presión de fluido: a) transductor de presión capacitivo; b) transductor de presión de fuelle.

cia de la estructura. Si se hace que el valor de la capacitancia sea parte de un circuito de oscilador, la frecuencia de ese oscilador cambiará al cambiar el valor de la capacitancia. Se pueden monitorear los cambios de frecuencia para indicar el cambio de presión.

El transductor de presión capacitivo es uno de los transductores más robustos y exactos para medir la presión. Se puede construir para que responda a un amplio rango de valores de presión, así como a cambios de presión de alta frecuencia.

Los dispositivos que se emplean para convertir la presión en un desplazamiento mecánico se fabrican de muchas maneras. Sólo se mencionan algunos de los más comunes. El primero es un fuelle flexible como el que se muestra en la figura 14-14 b). Se permite que el fluido entre el fuelle y su presión lo alarga en la dirección Y . En los fuelles de baja presión, no se tiene el resorte externo que indica la figura 14-14 b). En este caso, la elasticidad del fuelle mismo se emplea para resistir la presión. Para presiones más altas se utiliza un resorte externo para sumar su fuerza de restricción a la fuerza contra la presión. La extensión del fuelle debida a la fuerza, mueve una varilla que se conecta a un transductor de posición. Este transductor convierte el desplazamiento en una señal eléctrica. Dependiendo del diseño del fuelle y de los resortes, se pueden medir presiones relativas y absolutas con este dispositivo.

Otro transductor muy común de presión a desplazamiento es el tubo de Bourdon (que se muestra en unas de sus formas en la figura 14-15). El tubo de Bourdon es un tubo plano y hueco que está curvado en forma espiral o helicoidal. Cuando se introduce en él un fluido a presión, el tubo trata de enderezarse. La cantidad de enderezamiento es proporcional a la presión. Para bajas presiones, se emplea una forma simple como la de la figura 14-15 a). Para presiones mayores, el tubo se enrolla en forma helicoidal [figura 14-15 b)]. Como la salida de un tubo de Bourdon es un desplazamiento mecánico, el extremo del tubo se debe conectar con un transductor eléctrico adicional que convierta el desplazamiento en una señal eléctrica.

La *celda de presión* y el *transductor de presión* que se muestran en la figura 14-16 emplean galgas extensométricas para medir los efectos de la presión en un tubo metálico sellado. En la celda de presión, el fluido causa que se expanda un tubo sellado. Se monta una galga extensométrica en la superficie del tubo que detecta la cantidad de expansión, cambiando su valor de resistencia. El *transductor de presión* es un tubo cilíndrico con galga extensométrica fijos a su circunferencia. Se aplica la presión a un diafragma en un extremo del cilindro. Esta presión hace que el tubo se contraiga longitudinalmente, aumentando su diámetro. El diámetro incrementado hace que cambien las resistencias de las galgas fijadas circunferencialmente. Este tipo de transductor se emplea para medir la capacidad de compresión de los cilindros en los motores automotrices, y en otros motores de combustión interna.

Transductores de Flujo

Hay muchos tipos de instrumentos que se emplean para medir la velocidad de flujo de los fluidos. Los que se describen en esta sección son los de turbina, el magnético y el anemómetro de alambre caliente.

Los *medidores de flujo de turbina* son probablemente los más usados (figura 14-17). Dan un método directo para medir velocidades de flujo tanto de gases como de líquidos. También son especialmente útiles para monitoreo remoto y para aplicaciones aeronáuticas. El medidor de flujo de turbina consiste en un rotor montado en un tubo en el que pasa el fluido. El líquido que fluye hace que gire el rotor. Mientras mayor sea el flujo, más rápida será la velocidad de rotación. Las aspas del rotor son metálicas y una *bobina magnética* de captación montada en la pared del tubo sensa el paso de cada aspa como un pulso eléctrico. La frecuencia de los pulsos es proporcional a la velocidad de giro del rotor y por lo tanto la del flujo del líquido. Los medidores de flujo de turbina se pueden conseguir para medir velocidades de flujos de líquido desde menos de 0.01 galón por minuto (gpm), hasta más de 35,000 gpm.

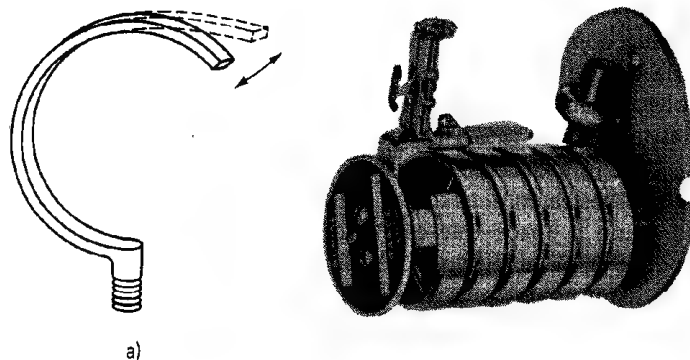


Figura 14-15 Tubos de Bourdon: a) Tubo sencillo de Bourdon; b) Tubo de Bourdon de espiral helicoidal. (Cortesía de Foxboro Co.)

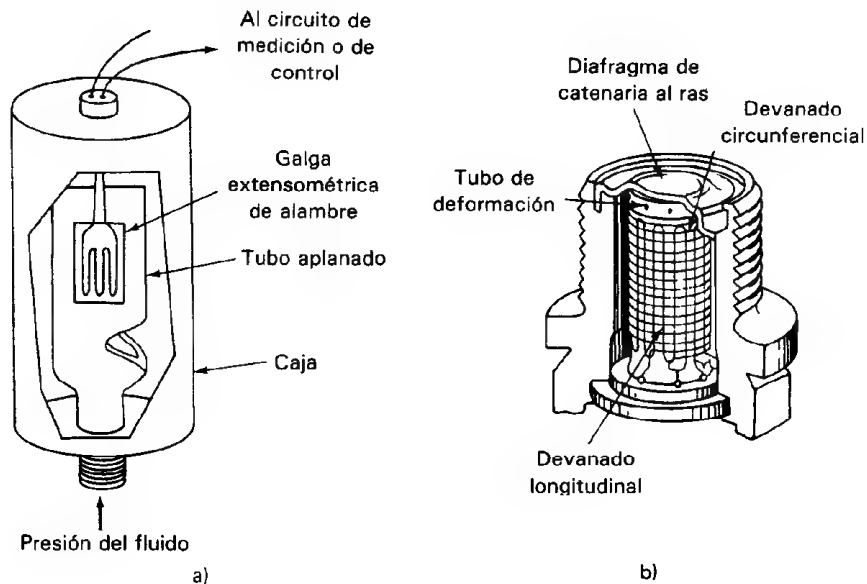


Figura 14-16 a) Celda de presión; b) transductor de presión.

El *medidor de flujo magnético* es un transductor que se emplea para medir el flujo de fluidos eléctricamente conductores. Tiene la ventaja de no presentar ninguna clase de obstrucción al flujo durante la medición. Este tipo de medidor trabaja bajo el principio de que se induce un voltaje en un conductor cuando éste se mueve en un campo magnético. Como el voltaje depende de la velocidad a la que se mueve el conductor a través del campo magnético, la intensidad del voltaje se puede emplear como indicación de la velocidad de flujo del líquido.

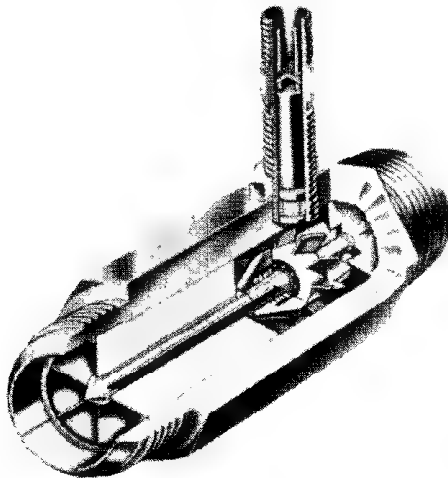


Figura 14-17 Medidor de flujo de turbina. (Cortesía de Cox Instruments Div.)

El *anemómetro de alambre caliente* es un alambre delgado de resistencia, calentado por una corriente que pasa a través de él. Si pasa un fluido más frío por el alambre, el fluido quita calor de él. La velocidad de transferencia de calor varía con el tipo del fluido, pero tiende a variar según la raíz cuadrada de la velocidad a la cual pasa el fluido por el alambre. Si se mantiene constante la corriente en el alambre, el cambio en la resistencia ocasionará una señal de voltaje debido al enfriamiento. Como se puede hacer muy pequeño el diámetro del alambre, el dispositivo puede ser muy sensible y responder a cambios de alta frecuencia en la velocidad de flujo. Uno de sus usos principales es la investigación aerodinámica.

TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA

Se usa una gran variedad de transductores para medir temperatura. Algunos de ellos convierten directamente la temperatura en una señal eléctrica, mientras que otros deben emplearse en combinación con un transductor eléctrico para convertir la indicación de temperatura en alguna forma eléctrica. Los transductores de temperatura más comunes son:

1. Bandas bimetálicas
2. Termopares
3. Detectores de temperatura resistivos (RTD)
4. Termistores
5. Sensores de semiconductor
6. Pirómetros de radiación

Cada uno se adecúa mejor para una aplicación particular o rango de temperaturas.

Banda Bimetálica

La *banda bimetálica* se fabrica con dos bandas de metales diferentes soldados entre sí. Debido a la diferencia en los coeficientes de dilatación térmica de los dos metales, un calentamiento de la banda entera hará que uno de los metales se dilate más que el otro. Como las bandas están soldadas entre sí, la banda compuesta se doblará en la dirección del metal que se expanda menos. La cantidad de deflexión es directamente proporcional al cambio de temperatura. Si se sujeta firmemente un extremo de la banda mientras que el otro permanece libre, se puede usar el grado de deflexión para indicar el cambio de temperatura. Esto se hace fijando un transductor de posición (como un transformador diferencial variable lineal) al extremo libre de la banda y calibrando el desplazamiento debido al cambio de temperatura.

Las bandas bimetálicas se usan en realidad con más frecuencia como dispositivos de control que como dispositivos indicadores de temperatura. En este campo es muy común usarlas como termostatos que controlan los interruptores de encendido-apagado de los hornos de calentamiento y los ahogadores automáticos automotri-

ces. Como se hizo notar en el capítulo 3, las bandas bimetalicas también se usan en algunos disyuntores. Las corrientes de sobrecarga hacen que las bandas se doblen y abran las conexiones del circuito (véase la figura 3-9).

Termopares

El funcionamiento de los termopares se basa en el principio físico de que si se unen dos alambres de metales diferentes y el punto de unión se calienta o se enfría, aparece una diferencia de voltaje entre los dos extremos no calentados o enfriados. Este principio (que se llama el *efecto Seebeck*) fue descubierto en 1821 por T. J. Seebeck. La magnitud de la diferencia de voltaje que resulta del efecto Seebeck es bastante pequeña (del orden de milivolts). Por ejemplo, un termopar tipo K desarrolla aproximadamente 0.04 mV/°C. Sin embargo, la diferencia de voltaje es directamente proporcional a la diferencia de temperatura que existe entre la unión caliente y los extremos fríos. Si se emplea un detector bastante sensible, se pueden medir diferencias de temperaturas con este termopar. Debido a los voltajes tan pequeños que se producen, los circuitos de acondicionamiento de la señal electrónica que usa el termopar deben eliminar tanto señales de modo común como ruido originado por campos eléctricos y magnéticos. El diseño de los circuitos con estas posibilidades puede ser un reto para el ingeniero industrial.

Las combinaciones de metales más empleadas para fabricar los termopares son las siguientes: hierro y constantan, cromel y alumel (aleaciones de níquel y cromo, y de aluminio y níquel respectivamente), y platino y platino-rodio. La tabla 14-1 lista algunos termopares estándares patrones, sus rangos útiles de temperatura, el cambio de voltaje en ese rango y sus iniciales ANSI (American National Standards Institute).

La tabla 14-2 es una lista de los colores estándar empleados para los aislamientos de termopares. El conductor negativo es totalmente rojo o rojo con una línea del color del conductor positivo. Los conductores de extensión se fabrican específica-

TABLA 14-1 ALGUNOS TERMOPARES COMUNES

Materiales de unión	Rango típico de temperatura de aplicación (°C)	Variación del voltaje en el rango (mV)	Designación ANSI
Platino-6% rodio/platino-30% rodio	38 a 1800	13.6	B
Tungsteno-5% renio/tungsteno-26% renio	0 a 2300	37.0	(C)
Cromel/constantan	0 a 982	75.0	E
Hierro/constantan	-184 a 760	50.0	J
Cromel/alumel	-184 a 1260	56.0	K
Platino/platino 13% rodio	0 a 1593	18.7	R
Platino/platino-10% rodio	0 a 1538	16.0	S
Cobre/constantan	-184 a 400	26.0	T

TABLA 14-2 CODIGO DE COLOR DE CONDUCTORES DE TERMOPARES

Tipo	Color del conductor positivo	Color del conductor negativo	Aislamiento general
E	Púrpura	Rojo-línea púrpura	Púrpura
J	Blanco	Rojo-línea blanca	Negro
K	Amarillo	Rojo-línea amarilla	Amarillo
K	Verde	Rojo-línea verde	Blanco
R o S	Negro	Rojo-línea negra	Verde
T	Azul	Rojo-línea azul	Azul

mente para cada tipo de termopar. Se usan para conectar un termopar con un instrumento lejano. Su número de parte tiene por lo general un sufijo X; p. ej., EPX es el alambre positivo de extensión para un termopar tipo E.

Debido a su tamaño pequeño, los termopares son dispositivos rápidos y por lo tanto adecuados para aplicaciones que necesitan velocidad de respuesta. Además, trabajan desde temperaturas criogénicas hasta mayores que las máximas que se encuentran en los escapes de los motores de reacción, son económicos y resistentes y tienen buena estabilidad a largo plazo. Se consiguen los termopares en cuatro tipos básicos de unión: de alambre desnudo, de alambre desnudo soldado, unión aislada y unión aterrizada (figura 14-18). El tipo de unión seleccionada depende del tiempo de respuesta requerido, la temperatura y los esfuerzos únicos asociados con los ambientes en los que se ha de usar el termopar (como atmósferas corrosivas, abrasión mecánica y humedad). La mayoría de los termopares también se colocan dentro de un termopozo para protegerlos del ambiente.

La figura 14-19 es una gráfica comparativa de la salida de los termopares en función de la temperatura, referidos a una temperatura fija a 0°C en la unión de referencia. La figura 14-20 muestra un circuito para efectuar una medición con un termopar, empleando un baño de hielo para mantener la unión de referencia a 0°C.

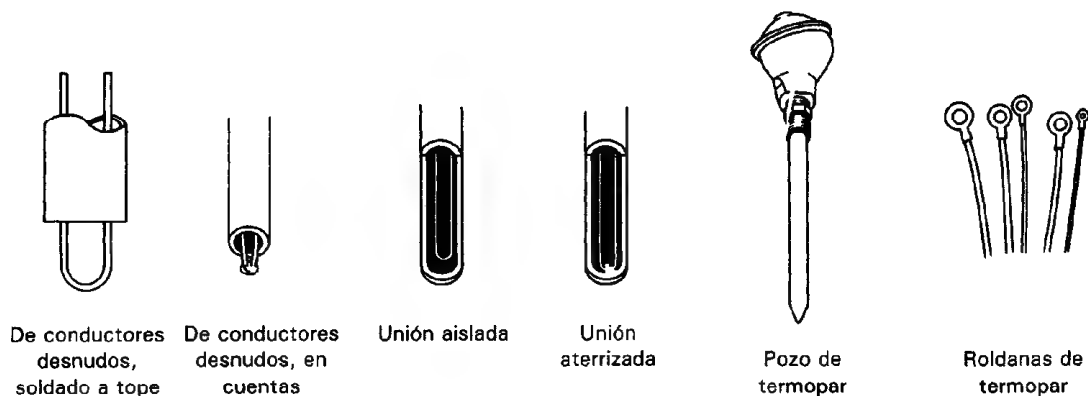


Figura 14-18 Tipos de termopares y accesorios.

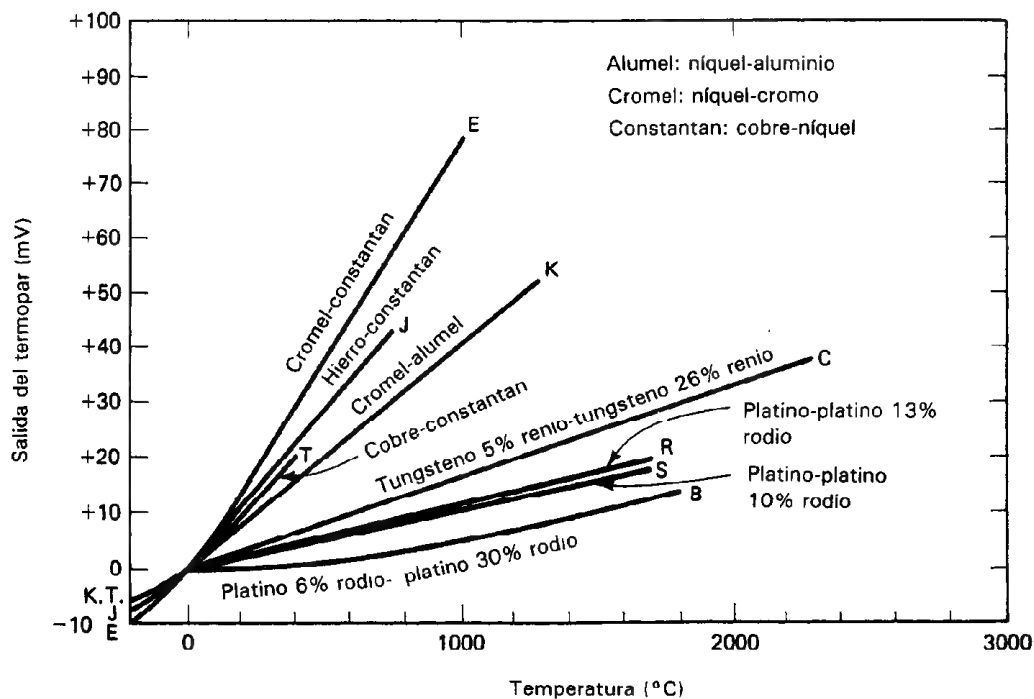


Figura 14-19 Características de salida de termopares.

Como los termopares generan voltajes de salida muy pequeños (sólo unas decenas de microvolts por grado), es difícil desde el punto de vista de los circuitos electrónicos de acondicionamiento de señal que permitan resoluciones exactas de menos de 1°C. Además, la linealidad entre la temperatura y el voltaje de salida en muchos

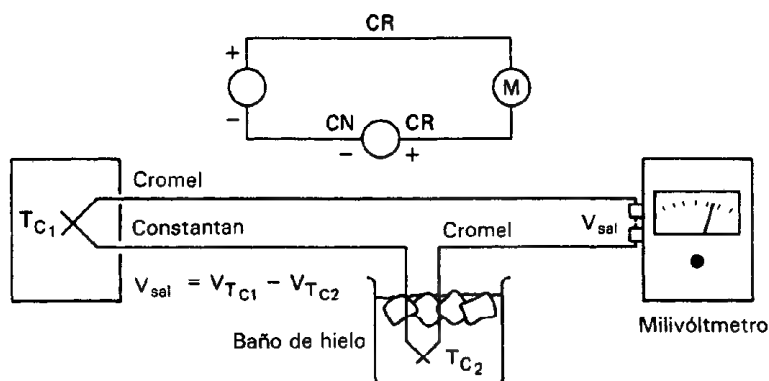


Figura 14-20 Circuito simple de medición de temperatura que emplea un baño de hielo en la unión de referencia. Las mediciones con termopar son diferencias inherentemente.

tipos de termopares no es muy buena, aunque predecible y repetible. La relación temperatura-voltaje se puede aproximar por lo general mediante una ecuación de la forma

$$V_o = AT + BT^2 \quad (14-6)$$

cuando la temperatura de la unión de referencia es 0°C. Si se conocen A y B , se emplean técnicas de linealización que permiten hacer correcciones al voltaje de salida dando como resultado curvas de voltaje que son lineales dentro del 1 por ciento. Las técnicas de linealización aplicadas a los termopares se describen en las referencias 4, 5 y 9 del capítulo 17. Se puede obtener mejor exactitud empleando el polinomio de la serie de potencias

$$T = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + \dots + a_nx^n \quad (14-7)$$

en donde T = temperatura en °C

x = voltaje del termopar

a = coeficientes del polinomio únicos para cada termopar

n = orden máximo del polinomio

y los coeficientes del National Bureau of Standards en la tabla 14-3. Un método que también se acostumbra para convertir una señal digitalizada de un termopar a una escala digitalizada de temperatura es una tabla de consulta en una memoria programable sólo de lectura (PROM). Los convertidores analógico-digitales que convierten los voltajes del termopar a señales digitales deben tener una resolución de un microvolt para obtener una sensibilidad de 0.1°C.

Otro obstáculo serio de los termopares es que necesitan una referencia a una temperatura conocida para emplearse en mediciones absolutas de temperatura; o sea, los circuitos deben comparar la salida del termopar de "señal" con la de un termopar de "referencia". Desde luego, este último *se debe* mantener a una temperatura conocida.

El proporcionar esa adecuada referencia de temperatura y el minimizar los efectos no deseados en los termopares es una meta llena de retos. Las técnicas comprenden referencias físicas (celdas al punto de congelación a 0.1°C que son exactas y fáciles de construir, pero muy engorroso desde el punto de vista de mantenimiento); uniones de referencia a temperatura ambiente (aceptables siempre que la variación de temperatura en la vecindad de la unión de referencia sea menor que la resolución deseada de la temperatura que se mide); y compensadores electrónicos de unión fría, que dan un nivel artificial de referencia y compensan las variaciones de temperatura ambiente en los alrededores de la unión de referencia. Esto es, un circuito de cambio de nivel mide la temperatura ambiente en la unión de referencia y suma un voltaje a la salida del termopar igual al voltaje que se espera que desarrolle la referencia, pero de polaridad opuesta. Esto se lleva a cabo fácilmente empleando un diodo de referencia de bajo voltaje compensado por temperatura, como el LM113 (que tiene propiedades muy

TABLA 14-3 COEFICIENTES DE TERMOPAR, NATIONAL BUREAU OF STANDARDS

	TIPO E	TIPO J	TIPO K	TIPO R	TIPO S	TIPO T
	Níquel-10% Cromo (+) contra constantan (—)	Hierro (+) contra constantan (—)	Níquel-10% Cromo (+) contra níquel-5% (—) (Aluminio al silicio)	Platino-13% rodio (+) contra platino (—)	Platino-10% rodio (+) contra platino (—)	Cobre (+) contra constantan (—)
	—100°C a 1000°C* ±0.5°C 9º orden	0°C a 760°C* ±0.1°C 5º orden	0°C a 1370°C* ±0.7°C 8º orden	0°C a 1000°C* ±0.5°C 8º orden	0°C a 1750°C* ±1°C 9º orden	160°C a 400°C* ±0.5°C 7º orden
a_0	0.104967248	—0.048868252	0.226584602	0.26362917	0.927763167	0.100860910
a_1	17189.45282	19873.14503	24152.10900	179075.491	169526.5150	25727.94369
a_2	—282639.0850	—218614.5353	6723.4248	—48840341.37	—31568363.94	—767345.8295
a_3	12695339.5	11569199.78	2210340.682	190002E + 10	8990730663	78025595.81
a_4	—448703084.6	—264917531.4	—860963914.9	—4.82704E + 12	—1.63565E + 12	—9247486589
a_5	1.10866E + 10	2018441314	4.83506E + 10	7.62091E + 14	1.88027E + 14	6.97688E + 11
a_6	—1.76807E + 11		—1.18452E + 12	—7.20026E + 16	—1.37241E + 16	—2.66192E + 13
a_7	1.71842E + 12		1.38690E + 13	3.71496E + 18	6.17501E + 17	3.94078E + 14
a_8	—9.19278E + 12		—6.33708E + 13	—8.03104E + 19	—1.56105E + 19	
a_9	2.06132E + 13				1.69535E + 20	

Ecuación de conversión de temperatura: $T = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_9x^9$

Forma de polinomio anidado: $T = a_0 + x(a_1 + x(a_2 + x(a_3 + x(a_4 + a_5x))))$ (5º orden)

Fuente: Mediciones prácticas de temperatura, nota de aplicación No. 290, agosto de 1990. (Cortesía de Hewlett-Packard.)

predecibles) o mediante el empleo de un sensor de temperatura de construcción monolítico como el LT1025 fabricado por Linear Technology (figura 14-21), que se diseña especialmente para compensación de la unión fría. La salida neta del circuito del termopar, cuando se emplea con alguno de esos dispositivos, es un voltaje cuyo valor es equivalente al voltaje que se produciría si la unión de referencia estuviera a 0°C .

Hay dos leyes empíricas de los termopares que permiten el análisis de la mayoría de los circuitos prácticos de termopar. Se pueden enunciar como sigue:

1. El voltaje de salida de un termopar no se afecta por la temperatura del conductor entre la unión del termopar y la unión de referencia. Este principio permite que los conductores entre la unión del termopar y la unión de referencia puedan pasar a través de regiones a varias temperaturas en una planta, sin afectar el voltaje de salida.

2. Se puede conectar un tercer metal a cualquier lado de un termopar sin afectar el voltaje de salida siempre que ambas uniones del tercer metal estén a la misma temperatura. Este principio permite que un dispositivo de medición, como p. ej. un voltmetro con terminales y alambre de cobre se conecte en un circuito de un termopar de hierro-constantan, sin afectar la indicación de voltaje. Esto también establece que la unión misma del termopar puede estañarse con un tercer metal, o bien soldarse y no se afectará el voltaje de salida.

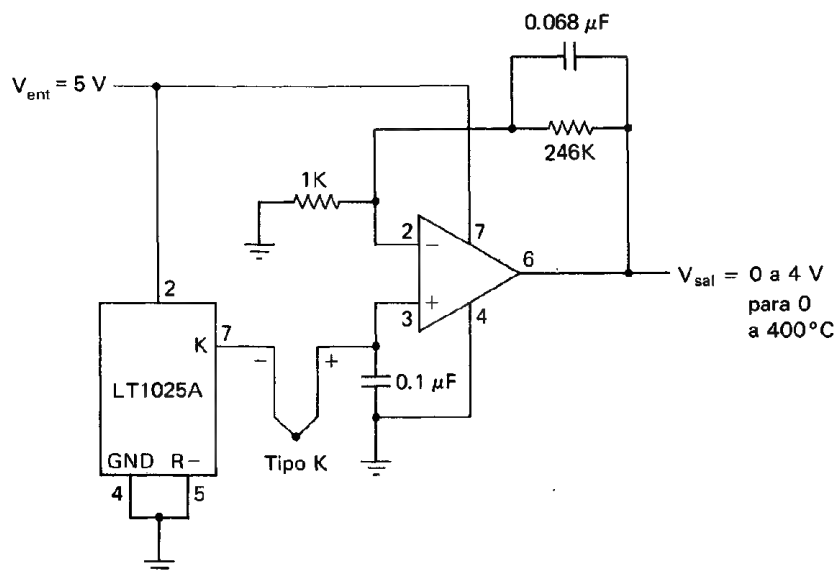


Figura 14-21 Amplificador de alimentación única a termopar con compensación en la unión fría.

Detectores de Temperatura Resistivos (RTD)

En 1821, Sir Humphrey Davy describió que los metales cambian el valor de su resistencia con la temperatura. Casi 50 años después, Sir William Siemens sugirió el empleo de platino como el elemento para un termómetro de resistencia. El platino se emplea todavía para termómetros de resistencia de gran exactitud. El cambio en la resistencia de un metal hace posible medir la temperatura midiendo el cambio en la resistencia de un elemento a través del cual fluye corriente. El *RTD* es un dispositivo cuyo funcionamiento se basa en ese efecto. El detector de temperatura resistivo, de platino (PRTD) se emplea hoy en día como un patrón de interpolación a partir del punto de ebullición del oxígeno (-182.962°C) hasta el punto de ebullición del antimonio (630.74°C). La construcción clásica de un RTD consiste en una bobina de alambre delgado de cobre, níquel o platino fija a un bastidor de soporte. Esta configuración del dispositivo la propuso C. H. Meyers en 1932.

Para el ambiente industrial, el elemento medidor consiste en un devanado bifilar alrededor de un carrete de cerámica que está encapsulado en una cubierta de vidrio fundido. El coeficiente de expansión del carrete y del elemento medidor debe igualarse con exactitud para evitar cambios en la resistencia inducidos por las deformaciones. En la figura 14-22 se muestra un RTD comercial. El tubo que rodea al elemento de medición se fabrica con un material de alta conductividad térmica para permitir una respuesta rápida a los cambios de temperatura. También se emplean RTD de película metálica en los medios industriales. Se fabrican depositando una película delgada sobre un sustrato de cerámica. A continuación se graba un patrón en esta película y se recorta con rayos láser para obtener un valor exacto de resistencia. Para trabajos a muy baja temperatura (menos de 50°K) se emplean resistencias de carbón. Cuando se necesita bajo costo se emplean cobre y níquel, pero con la desventaja de una linealidad reducida. El valor de la resistencia de los RTD pueden ser desde 10 ohms para modelos de jaula hasta varios miles de ohms para los dispositivos de película metálica. Sin embargo, el valor que más se acostumbra es 100 ohms a 25°C .

Para detectar los cambios de resistencia que se presentan en los termómetros de resistencia, se emplean los puentes de Wheatstone. Lo usual es calibrar los puentes para indicar la temperatura que causó el cambio de resistencia, en lugar del propio cambio de resistencia. El puente de tres conductores [figura 14-23 a)] se debe em-

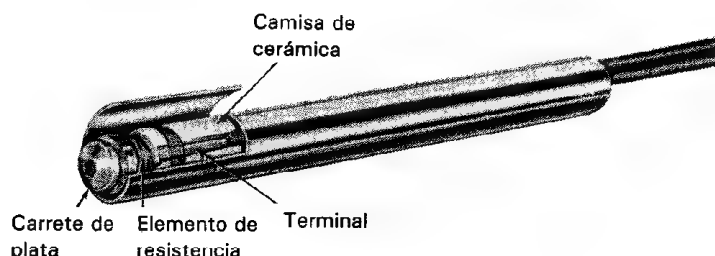


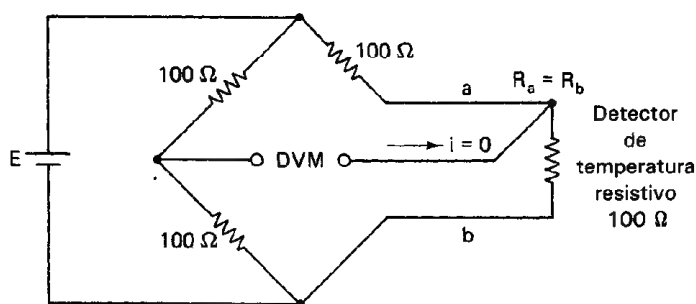
Figura 14-22 Detector de temperatura resistivo. (Cortesía de Thomas A. Edison Instrument Division, McGraw-Edison Co.)

plear para reducir los efectos de la resistencia de las puntas. El tercer conductor no lleva corriente y por lo tanto su resistencia no afecta al voltaje de salida. Una técnica mejorada, menos susceptible al ruido, usa un sistema de cuatro conductores que consiste en una fuente de corriente constante y un voltímetro digital [figura 14-23 b)]. Como el voltímetro digital toma muy poca corriente, la resistencia de las terminales no tiene que tomarse en cuenta cuando se diseña un sistema de medición de temperatura con cuatro conductores. El ruido se reduce debido a la fuente de corriente constante.

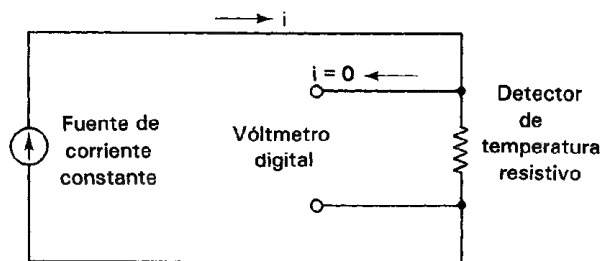
Se deben tener algunas precauciones en la práctica al instalar un RTD. La magnitud de la fuente de corriente debe producir el voltaje de salida adecuado del RTD pero no debe originar calentamiento en el elemento. Un detector de resistencia de platino de 100 ohms puede subir su temperatura 1°C en aire sin movimiento con una fuente de corriente de sólo 5 mA. Como resultado de ello, es usual utilizar las fuentes de corriente de menos de 5 mA. Los RTD también pueden causar desviaciones térmicas, haciendo que cambie la temperatura real medida. Por último, cualquier cambio en el metal (p. ej. de platino a cobre) puede originar corrimientos de fem que necesiten compensación.

Aun cuando el RTD es más lineal que el termopar, sigue necesitando un ajuste de curva. La mayoría de los fabricantes de los detectores proporcionan los coeficientes de un polinomio de orden 20.

La tabla 14-4 compara los rangos de temperatura y los coeficientes de temperatura de la resistividad de los materiales más empleados para los RTD.



a) Puente de tres conductores



b) Medición con cuatro conductores

Figura 14-23 Esquema del circuito para mediciones con detector de temperatura resistivo: a) puente de tres conductores, b) medición con cuatro conductores.

TABLA 14-4 PROPIEDADES TÍPICAS DE LAS DETECTORAS DE TEMPERATURA RESISTIVAS

Material	Rango de temperatura (°C)	TC (%/°C)@25°C
Platino	-200 a +850	0.39
Níquel	-80 a +320	0.67
Cobre	-200 a +260	0.38
Níquel-hierro	-200 a +260	0.46

Termistores

Los termistores son dispositivos que también miden la temperatura mediante un cambio de resistencia. Sin embargo, la resistencia de los materiales⁴ de los cuales están hechos los termistores decrece al aumentar la temperatura desde aproximadamente -100°C hasta +300°C. En algunos termistores, la disminución de la resistencia es hasta del 6 por ciento por cada 1°C de cambio de temperatura (aunque los cambios de uno por ciento son más usuales).

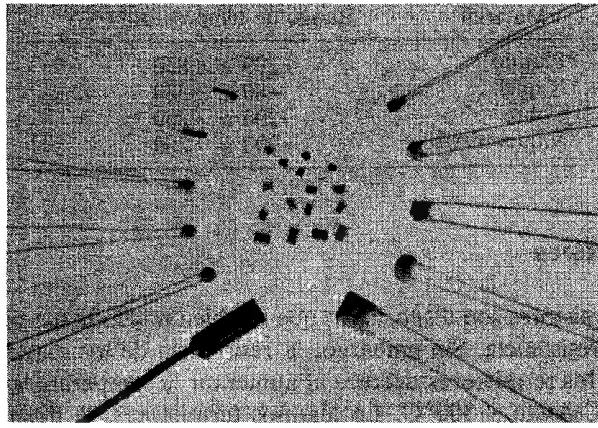
La disminución en la resistencia que se presenta en los termistores involucra las propiedades del enlace químico de los electrones en los materiales semiconductores. En esos materiales los electrones de valencia están asegurados en enlaces covalentes con sus vecinos. Cuando aumenta la temperatura del termistor, las vibraciones térmicas de sus átomos rompen algunos de esos enlaces y liberan electrones. Como los electrones ya no están ligados a átomos específicos en la red, son capaces de responder a campos eléctricos aplicados al moverse a través del material. Esos electrones en movimiento se suman a la corriente en el semiconductor y el material parece tener menor resistencia.

Como el cambio de resistencia por grado de temperatura de los termistores es tan grande, pueden dar buena exactitud y resolución cuando se emplean para medir temperaturas entre -100°C y +300°C. Si se emplea un amperímetro para medir la corriente a través del termistor, se pueden detectar cambios de temperatura tan pequeños como $\pm 0.1^\circ\text{C}$. Si en lugar de ello, el termistor se coloca en un puente de Wheatstone, el sistema de medición puede detectar cambios de temperatura tan pequeños como $\pm 0.005^\circ\text{C}$.

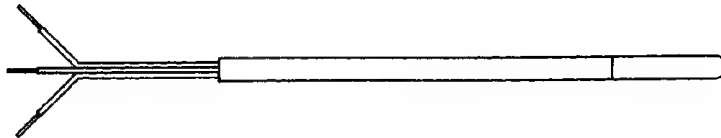
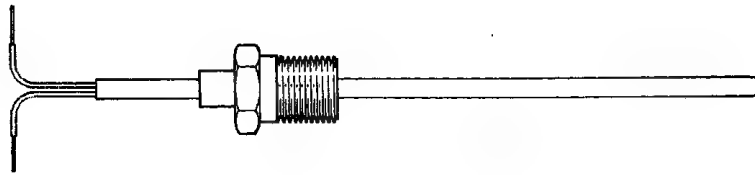
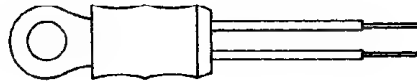
Los termistores se fabrican con más frecuencia en forma de cuentas muy pequeñas. Esta forma y otras se muestran en la figura 14-24. Debido a su pequeño tamaño, se pueden introducir en regiones donde no podrían caber otros dispositivos mayores de detección de temperatura.

El cambio de resistencia de los termistores en respuesta a cambios en la temperatura es inherentemente no lineal, como se muestra en la figura 14-25. Sin embargo, la curva individual de un termistor se puede aproximar muy estrechamente con la ecuación Steinhart-Hart (ecuación 14-8) y datos suministrados por el fabricante u obtenidos por medición directa.

⁴ Se emplean cerámicas semiconductoras que consisten en una mezcla de óxidos metálicos (como de manganeso, níquel, cobalto, cobre y hierro) para fabricar los termistores.



a)



b)

Figura 14-24 Termistores: a) termistores de colocación superficial y tipo de cuenta de vidrio; b) montaje de termistores comerciales. (Cortesía de Alpha Thermistor, Inc., San Diego, Calif.)

$$\frac{1}{T} = A + B \ln R + C (\ln R)^3 \quad (14-8)$$

en donde T = grados Kelvin

R = resistencia del termistor

A, B, C = constantes del ajuste de curva

Las constantes A, B y C se calculan seleccionando tres puntos de los datos del fabricante y resolviendo las tres ecuaciones simultáneas que resultan cuando se sustituyen los datos de los puntos en la ecuación (14-8). El resultado es una ecuación que se acerca a un ajuste de $\pm 0.02^\circ\text{C}$ con la curva. Se puede obtener una aproximación menos exacta de la resistencia empleando la expresión.

$$R = R_0 e^{\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (14-9)$$

en donde R = resistencia a $T(^{\circ}\text{K})$

R_0 = resistencia a $T_0(^{\circ}\text{K})$

β = constante del ajuste de curva (2000–4000)

Los termistores se emplean como sensores de controladores de baja temperatura, linealizadores para circuitos de resistencia, detectores de humedad y detectores de flujo de aire. La resistencia de un termistor puede variar desde 50Ω hasta $2 \text{ M}\Omega$ a 25°C . Los termistores se pueden conseguir con coeficientes de temperatura negativos (NTC) y con coeficientes de temperatura (PTC) positivos, pero los que tienen coeficiente negativo predominan en el mercado comercial.

La figura 14-26 es un diagrama de bloques del método que se emplea para convertir una salida de termistor a una indicación digital de la temperatura. Se puede sustituir el microprocesador por una EPROM. En este caso la salida del convertidor analógico-digital es la dirección del código en la EPROM que corresponde a una tem-

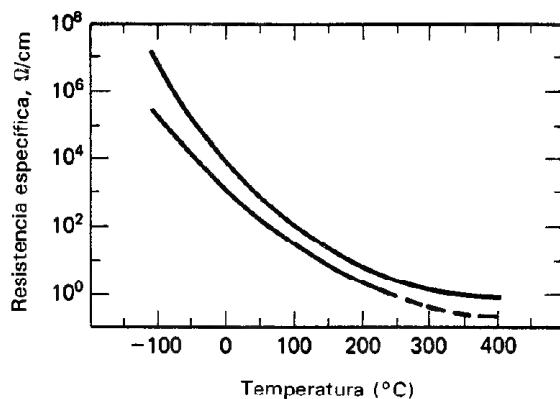


Figura 14-25 Características de resistencia contra temperatura de dos materiales típicos de termistor.

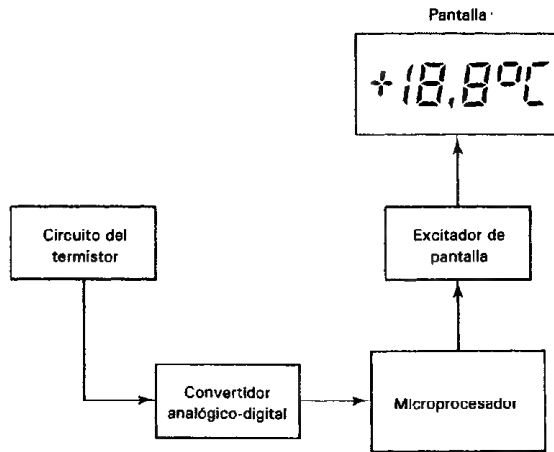


Figura 14-26 Diagrama de bloques de termistor con base de microprocesador (o de EPROM) y pantalla digital.

peratura particular. Este código sale directamente al excitador de la pantalla, que simplemente es un amortiguador (buffer) o inversor, dependiendo de si la pantalla tiene cátodo común, ánodo común o matriz de pantalla de cristal líquido (LCD).

Se pueden fabricar redes de termistores especiales linealizados, y se pueden conseguir comercialmente en forma de un paquete único (p. ej., de Yellow Springs Instrument Co.). Estos productos consisten en dos o más termistores y resistencias fijas y dan una salida casi lineal de voltaje contra temperatura en rangos moderados (-30 a $+100^{\circ}\text{C}$) de temperatura.

Transductores de Temperatura de Semiconductor

Hay muchos tipos de transductores sensores de temperatura que aprovechan las propiedades físicas de los materiales semiconductores. A continuación se describen tres de los más comunes: las resistencias semiconductoras volumétricas, los diodos semiconductores y los circuitos integrados (p. ej., el AD590).

1. Los transductores de temperatura semiconductores más sencillos son sólo fragmentos de *silicio*. Son baratos, razonablemente lineales de -65 hasta $+200^{\circ}\text{C}$ (± 0.5 por ciento), y tienen un coeficiente positivo de temperatura de $0.7\%/^{\circ}\text{C}$. Físicamente tienen el aspecto de resistencias de $\frac{1}{4}$ W y su resistencia nominal va desde $10\ \Omega$ hasta $10\ \text{K}\Omega$. Al igual que los detectores de resistencia para temperatura, las resistencias de silicio se pueden emplear en circuitos en puente.

2. Los *diodos semiconductores* se emplean para medir la temperatura ya que su potencial de juntura es proporcional a la temperatura del diodo. En los diodos de silicio, se manifiesta un cambio en el potencial de juntura de aproximadamente $2.2\ \text{mV}/^{\circ}\text{C}$. Los sensores de temperatura de diodos son baratos, tienen respuesta rápida y son muy útiles en temperaturas desde -40 hasta -150°C .

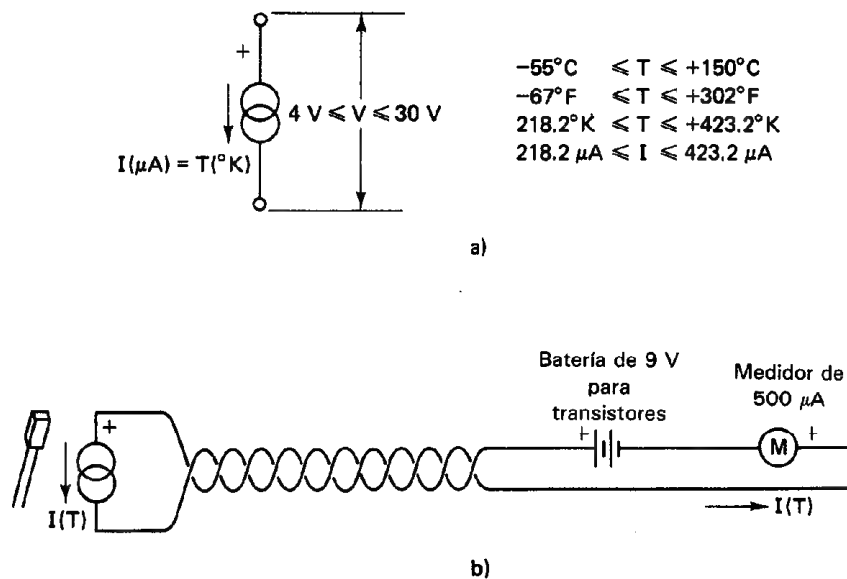


Figura 14-27 a) Sensor AD590 como dispositivo de dos terminales; b) Conexión sencilla del AD590.

3. Los circuitos integrados para medición de temperatura también se consiguen comercialmente. Un ejemplo muy común de esos dispositivos es el AD590 de Analog Devices. Este sensor es un dispositivo de dos terminales [figura 14-27 a)] en el cual la corriente que pasa a través del dispositivo es numéricamente igual a la temperatura absoluta (dentro del rango de -125 hasta -200°C). Esto es, si la temperatura del dispositivo es -55°C (218.2°K), una corriente de $218.2\text{ }\mu\text{A}$ a través del AD590. Si el dispositivo está a 0°C (273°K), pasan $273\text{ }\mu\text{A}$ de corriente, así sucesivamente. La fuente de excitación que necesita el AD590 es sólo una fuente de voltaje que suministra de $+4$ hasta $+30\text{ V}$. La figura 14-27 b) muestra cómo se puede emplear de manera fácil el AD590 en una aplicación de medición remota.

El AD590 tiene muchas aplicaciones porque posee las ventajas de fácil uso, alta linealidad (mejor que ± 1 por ciento), y bajo voltaje de excitación. Además, no necesita circuitos puente. Por último, como la salida está en forma de corriente, se pueden emplear conductores largos sin introducir errores debidos a caídas de voltaje o voltaje inducido de ruido.

Pirómetros de Radiación

Estos dispositivos detectan la temperatura midiendo la radiación óptica emitida por cuerpos calientes. Mientras mayor sea la temperatura a la que se calienta un cuerpo, mayor será la frecuencia dominante de la radiación que emite. Esto significa que

cuando aumenta la temperatura de un cuerpo hasta un punto en el que comience a emitir luz visible, la superficie calentada tendrá primero un color rojo sombra. Cuando se calienta más el cuerpo y se hace más incandescente, su superficie se vuelve progresivamente menos roja y más blanca.

No es necesario colocar el pirómetro de radiación en la superficie que se está midiendo, para la radiación emitida. Sólo es necesario apuntar hacia la superficie caliente en cuestión para efectuar la medición.

El pirómetro de *desaparición de filamento* emplea un filamento de alambre calentado para proporcionar un patrón de temperatura radiante. Un método exacto de calentamiento del filamento es el pasar una corriente eléctrica a través de él. Cuando el filamento se calienta a la misma temperatura que existe en la superficie que se esté examinando, la imagen del filamento deja de ser visible debido a que tiene el mismo color que la superficie (figura 14-28). Como la corriente a través del filamento se conoce, se puede calibrar el pirómetro para dar la temperatura de la superficie a partir del valor de la corriente. Como un cuerpo comienza a emitir luz visible cuando se calienta a aproximadamente 775°C, este tipo de pirómetros puede medir la temperatura desde este punto hasta aproximadamente 4200°C.

En el pirómetro de *brillantez*, la radiación de la superficie calentada que se esté examinando se concentra mediante una lente y se enfoca hacia un termistor o termopar. La radiación neta de un cuerpo negro calentado ideal sigue la ley de Stefan-Boltzmann, que establece que la radiación total de un cuerpo negro está dada por

$$W_{\text{total}} = \sigma T^4 \quad (14-10)$$

en donde W = radiación total expresada en watts/cm²

T = temperatura absoluta del cuerpo caliente, °K

σ = constante de Stefan-Boltzmann, 5.672×10^{-12} W cm⁻² grado⁻⁴

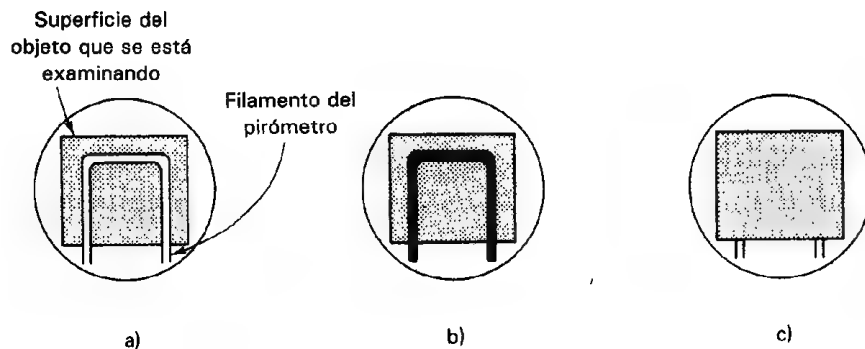


Figura 14-28 Principio del pirómetro óptico de desaparición de filamento: a) demasiada corriente a través del filamento lo eleva a una temperatura más alta que la superficie; b) filamento demasiado frío. No hay suficiente corriente a través de él. c) El filamento "desaparece" cuando alcanza la misma temperatura que la superficie que se examina.

El problema al aplicar esta ecuación es que es difícil encontrar un cuerpo negro ideal en un ambiente industrial (p. ej., los objetos rojos y los objetos azules no emiten la misma cantidad de radiación a la misma temperatura). Se define la emisividad como la eficiencia de radiación de una superficie real en comparación con la de un radiador ideal de cuerpo negro. En consecuencia, para tomar en consideración las diferencias en emisividades, se emplea la ecuación de Planck para cuerpos grises.

$$W = \frac{\epsilon C_1}{\lambda^5 (e^{C_2/\lambda T} - 1)} \quad (14-11)$$

en donde W = potencia de la radiación, en watts por unidad de área

λ = longitud de onda de la relación en micrón

T = temperatura del blanco en grados Kelvin

$C_1 = 3.7405 \times 10^4$ cuando la superficie está en centímetros cuadrados y la longitud de onda en micrón

$C_2 = 1.43879 \times 10^4$ cuando se emplean centímetros cuadrados y micras

ϵ = emisividad o eficiencia de emisión para la superficie del cuerpo gris.

Empleando dos detectores con filtros para aceptar radiación en dos ventanas adyacentes independientes del espectro, λ_1 y λ_2 , se puede obtener una relación de voltaje que es independiente de la emisividad del material. A esto se le llama *termometría infrarroja de dos colores (relación)*. El voltaje de salida de la relación se define como sigue:

$$R = \frac{E_1}{E_2} = \frac{\lambda_2^5}{\lambda_1^5} \times \frac{(e^{C_2/\lambda_2 T} - 1)}{(e^{C_2/\lambda_1 T} - 1)} \quad (14-12)$$

Esta ecuación se calcula por lo general en una microcomputadora en el instrumento que procesa la radiación infrarroja entrante. El sistema óptico que está asociado con un instrumento debe ser capaz de definir con exactitud el área que se esté observando. Como el tiempo de respuesta de los sensores es bastante más lento que un microprocesador, se pueden multiplexar varios transductores en un controlador (figura 14-29).

TRANSDUCTORES DE LUZ Y RADIACION

El espectro de radiación electromagnética se extiende desde las ondas de radio (menores de 10 Hz) hasta los rayos gamma (10^{20} Hz o más). Las ondas de radio de muy baja frecuencia tienen las mayores longitudes de onda; los rayos gamma las más cortas. Entre esos extremos se encuentran las demás categorías de radiación electromagnética, incluyendo la luz (véase la figura 14-30). Para fines de clasificación, se definirá la luz que incluye parte de la radiación infrarroja, luz visible y parte de la ultravioleta del espectro electromagnético.

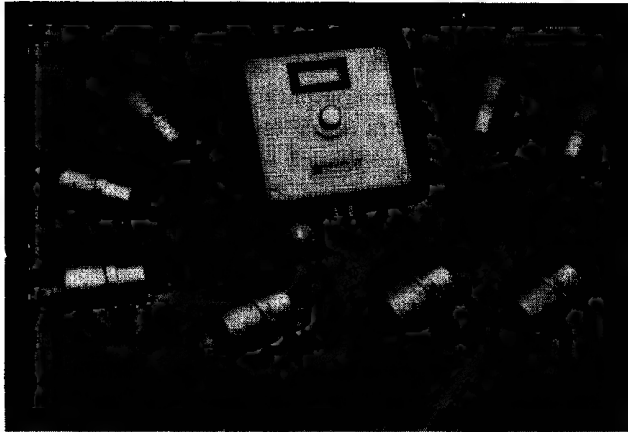


Figura 14-29 Ocho transductores infrarrojos que tienen acondicionamiento interno de señal y están conectados a un multiplexor. (Cortesía de Everest Interscience Inc.)

El objetivo principal de esta sección son los transductores que pueden detectar radiación luminosa y convertirla a forma eléctrica. La clasificación general de los transductores de radiación luminosa, a los que también se les llama *foto-transductores*, se emplean para detectar la presencia y la intensidad de la luz bajo diversas circunstancias. En efecto, se pueden hacer muchos *foto-transductores* mucho más sensibles a la radiación luminosa que el ojo humano. Los tres principales tipos de transductores de luz a energía eléctrica son

1. Dispositivos fotoemisores
2. Dispositivos fotoconductores
3. Dispositivos fotovoltaicos

Cada uno de ellos posee ventajas especiales con respecto a los demás.

Sensores Fotoemisores de Luz

Los sensores fotoemisores de luz se llaman así porque contienen materiales cuyas superficies emiten electrones cuando reciben radiación de luz. Los electrones se emiten cuando los fotones de la luz incidente pueden transferir la suficiente energía a los electrones para liberarlos tanto de sus enlaces atómicos como de las fuerzas del material. Los materiales en los que tiene lugar este fenómeno con la suficiente facilidad para producir muchos electrones cuando se someten a la acción de la luz visible se llaman materiales *fotoemisores*. Debido a que es usual proteger el material fotoemisor en un tubo de vidrio, a los dispositivos fotoemisores también se les llama con frecuencia *fototubos*. La figura 14-31 muestra el principio básico del funcionamiento de los fototubos.

La superficie de un cátodo de forma especial se cubre con un material fotoemisor (como cesio-antimonio). El cátodo, que se llama *fotocátodo*, se protege en un

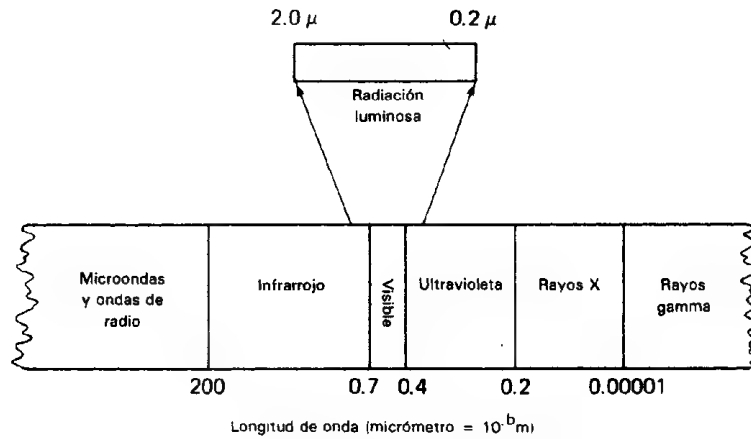


Figura 14-30 El espectro electromagnético.

tubo de vidrio sellado junto con otro electrodo llamado ánodo. Se crea un voltaje entre el fotocátodo y el ánodo (teniendo el ánodo el nivel positivo de voltaje). Cuando la luz golpea con el fotocátodo, los electrones emitidos de la superficie se atraen y se colectan en el ánodo positivo. A mayor intensidad de luz incidente en el fotocátodo, más electrones emite. Por lo tanto, la magnitud de la corriente que pasa en los circuitos conectados con los electrodos del tubo es directamente proporcional a la intensidad de la luz que incide en el fotocátodo.

Antes de proseguir con la descripción de los diferentes tipos de tubos fotoemisores, se debe dar a conocer una nota de precaución. Como en los fototubos se presenta un estado que se conoce como *fatiga de fototubo*, los datos obtenidos con los

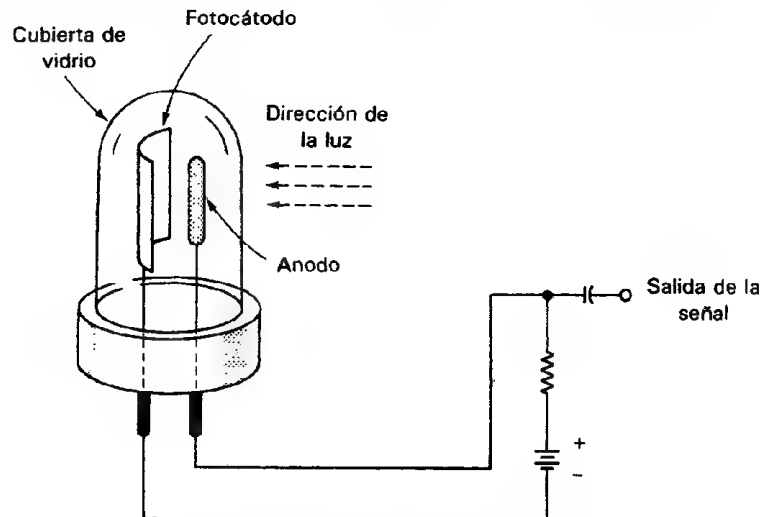


Figura 14-31 Funcionamiento del fototubo.

fototubos con frecuencia se malinterpretan. La fatiga del fototubo es la pérdida de sensibilidad de una superficie fotoemisora cuando está sujeta a la iluminación constante por una fuente luminosa intensa. La constante de tiempo de este efecto varía de tubo a tubo, pero es del orden de $\frac{1}{2}$ h. Los errores se sienten en la interpretación de la causa de intensidad disminuida de la señal de salida del fototubo. En lugar de atribuir la disminución resultante a las características del tubo, se busca la causa de la disminución como un cambio en la magnitud que se está midiendo. Un modo de evitar que ocurra este efecto es el emplear un seccionador mecánico enfrente del tubo. Cortando el haz luminoso, el seccionador convierte la intensidad luminosa constante a una forma pulsante. Esto reduce mucho el efecto de la fatiga del fototubo.

Hay tres tipos de fototubos que se emplean con frecuencia. El primero es el *fototubo de vacío*, que aparece en la figura 14-31. En él existe, dentro del tubo de vidrio un vacío. Cuando la luz golpea al fotocátodo del tubo, se emiten electrones de su superficie. Si hay suficiente voltaje entre el ánodo y el fotocátodo, la corriente resultante depende casi linealmente de la intensidad de la luz. De hecho, la respuesta de los fototubos de vacío es lineal sobre un amplio rango de niveles de luz, que se emplean como estándares en las mediciones de comparación de luz. Además, el tiempo de respuesta de los fototubos con respecto a la luz incandescente es tan rápido que son adecuados para aplicaciones donde se han de observar pulsos de luz de duraciones muy cortas.

El segundo tipo de fototubo es el *fototubo lleno de gas*. En este dispositivo, el tubo que aloja al fotocátodo y al ánodo está lleno de un gas inerte (como argón) a una presión muy baja. Cuando los electrones se emiten en el fotocátodo, se aceleran también hacia el ánodo mediante una diferencia de voltaje. Durante su camino entre los electrodos, esos electrones chocan con los átomos de gas argón. Si la energía de un electrón es lo suficientemente grande, la colisión ioniza (es decir, arranca los electrones) a los átomos de argón y por lo mismo crea un ion positivo y electrones libres adicionales. Los electrones son atraídos hacia el ánodo y los iones positivos por el cátodo. Como resultado, aparece una corriente mayor entre el ánodo y el fotocátodo. Debido al efecto multiplicador de los portadores de carga, originado por las colisiones, la corriente resultante, reunida por los electrodos, con frecuencia es lo suficientemente grande para no necesitar amplificación. Esto hace que los fototubos sean muy sencillos y baratos.

El movimiento relativamente lento de los iones positivos hacia el cátodo hace que la respuesta de los fototubos de gas a las variaciones de la intensidad de la luz incidente sea relativamente lenta. Por lo tanto, los fototubos de gas sólo se prestan para aplicaciones donde no es importante ese tiempo de respuesta lento. Se emplean principalmente para reproducir las pistas de sonido para las películas cinematográficas debido a que sus tiempos de respuesta son lo bastante rápidos para esa tarea.

El último tipo de fototubo es el *tubo fotomultiplicador*. Estos dispositivos son probablemente los detectores de luz más empleados. Su característica sobresaliente es que pueden detectar intensidades luminosas muy bajas.

La capacidad de detección de intensidades luminosas muy bajas se debe a que los tubos fotomultiplicadores son en realidad dispositivos amplificadores. Se ve en

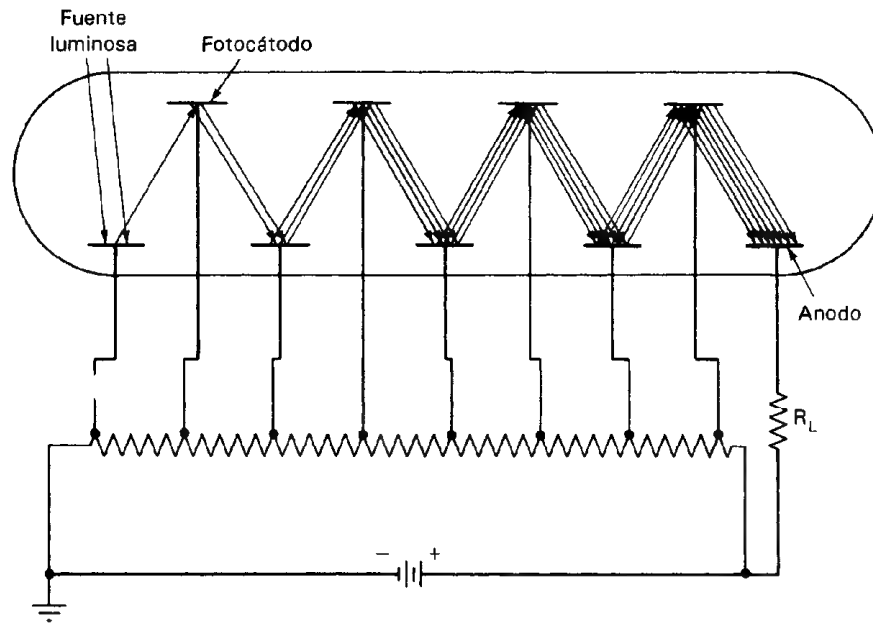


Figura 14-32 Funcionamiento del tubo fotomultiplicador.

la figura 14-32 que el rayo de luz incidente se hace llegar a una superficie fotoemisora del mismo modo que en el fototubo común al vacío. Sin embargo, los electrones emitidos no pasan de manera directa a un ánodo. En lugar de ello, son atraídos (por diferencia de voltaje) a otro electrodo que recibe el nombre de *dínodo*. Este dínodo emite *electrones secundarios* cuando llega a él un haz de electrones. Así, cada fotoelectrón original se acelera mediante un campo eléctrico y golpea varios (de tres a seis) electrones secundarios haciéndolos salir del dínodo. Generalmente hay diez dínodos en un tubo fotomultiplicador, y cada uno está diseñado para formar líneas de campo eléctrico que guían hacia él a los electrones secundarios emitidos por el dínodo previo. [Cada dínodo está a un potencial mayor (≈ 100 V) al precedente.] Así, los electrones secundarios se *multiplican* en número en cada dínodo y la cantidad final se colecta en el ánodo. De este modo se logra un factor de multiplicación de aproximadamente 10^6 en los tubos comerciales. Esas amplificaciones permiten que los tubos fotomultiplicadores puedan detectar el evento aun cuando un solo electrón se emite desde el fotocátodo. El tiempo de respuesta de los tubos fotomultiplicadores también es muy rápido y pueden seguir frecuencias hasta cientos de megaciclos. Sin embargo, los tubos fotomultiplicadores no son por lo general adecuados para detectar radiación infrarroja debido a que los materiales no son fotoemisores en respuesta a esa radiación.

Los sistemas de visión nocturna de imágenes (figura 14-33) consisten en un fotocátodo semiconductor hecho de arseniuro de galio (GaAs) que está pegado a la superficie de una placa de vidrio. El fotocátodo de arseniuro de galio tiene una sensibilidad de

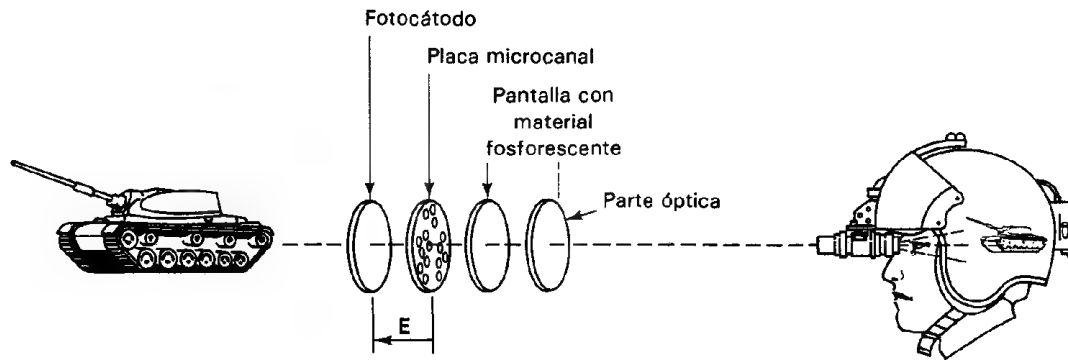


Figura 14-33 Principio de la visión nocturna.

1000 $\mu\text{A}/\text{lumen}$. Se emiten electrones del fotocátodo en proporción a la intensidad de la luz incidente. Los electrones se aceleran mediante un campo eléctrico a una placa microcanal, la cual consiste en millones de canales de fibra óptica. La placa (que tiene aproximadamente 1 mm de espesor) emite electrones secundarios debidos a un material emisor en las fibras. A continuación de la placa se encuentra una pantalla de fósforo que emite luz proporcional a la cantidad y la velocidad de los electrones que llegan a ella. Este tipo de sistemas de visión nocturna de imágenes puede intensificar la luz visible y también la infrarroja cercana.

Detectores de Luz Fotoconductores

Estos detectores son básicamente resistencias sensibles a la luz. También se les llama resistencias dependientes de luz (LDR), fotorresistencias y detectores sin unión. La diferencia principal entre la fotorresistencia y el tubo fotomultiplicador es que en la fotorresistencia se excita a los electrones en la banda de conducción en lugar de sacarlos del material. Las curvas típicas se muestran en la figura 14-34. Los detectores de luz visible se fabrican generalmente de materiales semiconductores como sulfuro de cadmio (CdS) o seleniuro de cadmio (CdSe), los cuales tienen una banda de energía, E_g , de aproximadamente 2.42 eV (electrón-volts). Hay muchos materiales que detectan los rayos infrarrojos. Algunos de los principales son el sulfuro de plomo (PbS), seleniuro de plomo (PbSe), antimoniuro de indio (InSb) y germanio con impurezas de mercurio o de cobre (Ge). En todos los casos, la corriente térmicamente inducida debe ser mucho menor que la corriente ópticamente inducida. Para lograr esto, algunos detectores deben enfriarse mediante nitrógeno líquido.

La resistencia de los dispositivos de CdS y CdSe disminuye como resultado de la creación de pares de electrón-hueco cuando la energía de los fotones incidentes es mayor que la banda de energía E_g . Los electrones liberados están disponibles como portadores de carga en la banda de conducción. Algunos de los detectores de infrarrojo como los dispositivos compuestos con mercurio o con cobre funcionan mediante la ionización de un estado aceptor por los fotones incidentes. La ener-

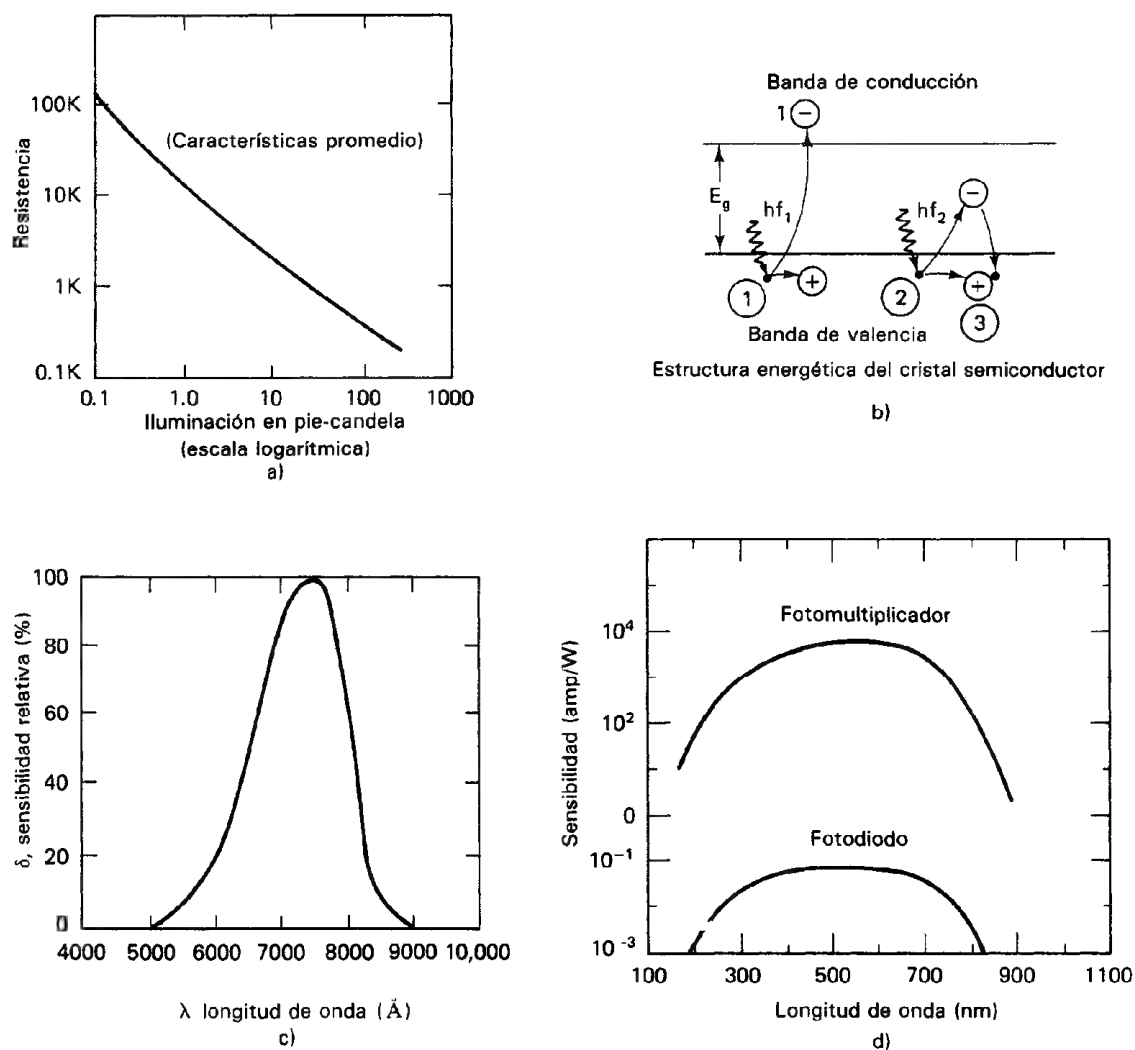
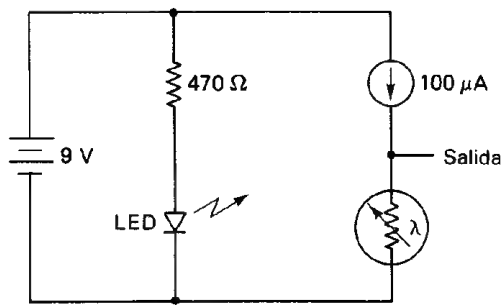


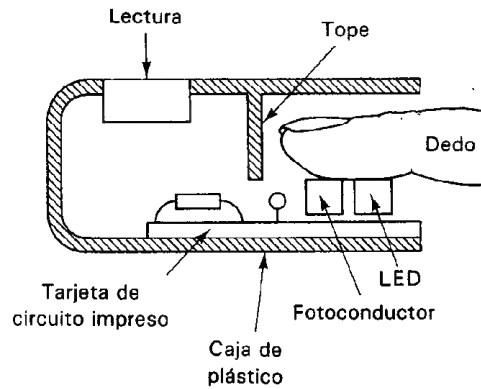
Figura 14-34 Características del detector fotoconductor de luz: a) resistencia contra iluminación; b) fotoefecto; c) respuesta espectral del CdSe; d) comparación de la sensibilidad del fotomultiplicador y del fotodiodo.

gía de ionización necesaria para los dispositivos de germanio con cobre es de sólo 0.04 eV.

Los fotoconductores se fabrican aplicando una capa delgada del material semiconductor sobre un sustrato de cerámica o de silicio. La resistencia en la oscuridad varía de 10 k Ω a 200 M Ω , dependiendo del dispositivo. La relación de la resistencia en la oscuridad a la resistencia iluminada puede ser tan alta como 10,000. Cada celda es sensible a distintas longitudes de onda. Su respuesta espectral máxima varía desde 0.5



a)



b)

Figura 14-35 Detector de pulso: a) esquema; b) arreglo mecánico.

hasta $2.2 \mu\text{m}$, con CdS cerca de $0.6 \mu\text{m}$ y con CdSe cerca de $0.75 \mu\text{m}$. Los tiempos de conmutación de estos dispositivos son relativamente lentos. Van desde 1 hasta 100 ms.

Una aplicación médica de los fotoconductores es el pletismógrafo (o detector de pulso) empleado por los atletas (figura 14-35). La cantidad de luz del LED que se refleja hacia el fotoconductor es inversamente proporcional al volumen del material a través del cual pasa la luz. Un pulso arterial aumentará el volumen de la arteria, aumentando la resistencia del fotoconductor. Una fuente de corriente constante a través del fotoconductor produce un pulso de voltaje aplicado a un contador y a una pantalla. Es importante que las respuestas espectrales del LED y del fotoconductor se igualen para tener una transferencia máxima de energía.

Las celdas fotoconductoras se emplean con frecuencia como los elementos fotosensibles en relevadores fotoeléctricos y en interruptores de proximidad, que miden la intensidad luminosa, como el control del diafragma automático de las cámaras fotográficas, y como parte del control automático que activa las luces de seguridad domésticas y de la calle. También se emplean como sensores en contadores de partes y en alarmas de intrusión. Las curvas típicas de los dispositivos sensibles en la región infrarroja se muestran en la figura 14-36.

La figura 14-37 muestra un corte de un dispositivo fotoconductor.

Fotodiodos

Los fotodiodos son dispositivos que tienen las mismas características eléctricas que los diodos convencionales PN cuando no están sometidos a iluminación. Esto es, su resistencia de conducción en directa es baja y su resistencia en inversa es alta. Sin embargo, cuando se iluminan esos diodos con luz de la frecuencia adecuada, la corriente inversa del diodo aumenta con la intensidad de iluminación. Sus curvas características I-V son de forma semejante a las de un transistor [figura 14-38 a)]. Sus estructuras

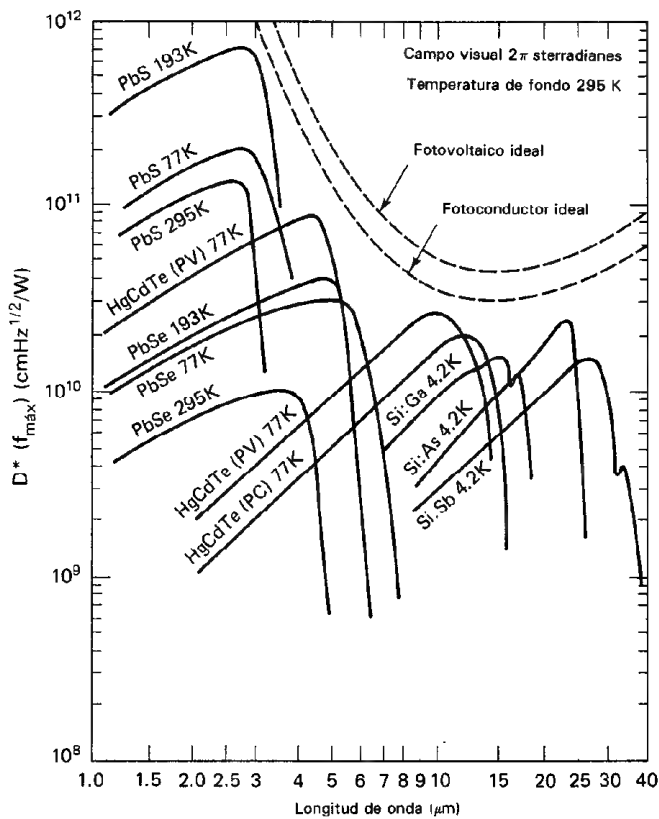


Figura 14-36 Respuesta espectral de detectores comerciales. (Cortesía de EG&G Judson.)

pueden ser las de una juntura PN, un PIN (una estructura PN con una capa intrínseca entre las capas P y N), un fotodiodo de avalancha (APD), o un diodo Schottky de barrera. Se deben examinar las sutiles diferencias en las características de los fotodiodos que ofrecen los fabricantes como parte del proceso de selección. Algunas de esas características comprenden el tamaño, ruido, límites de temperatura, límites de nivel

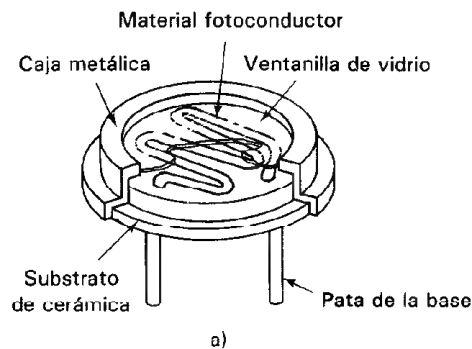
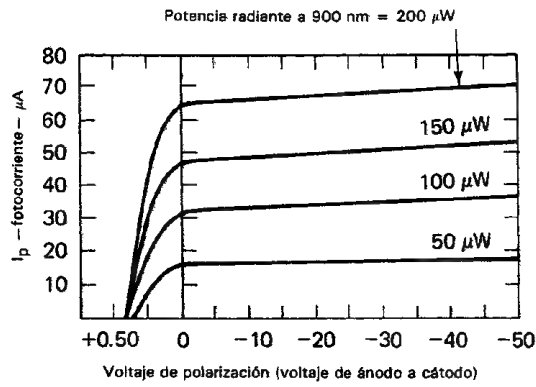
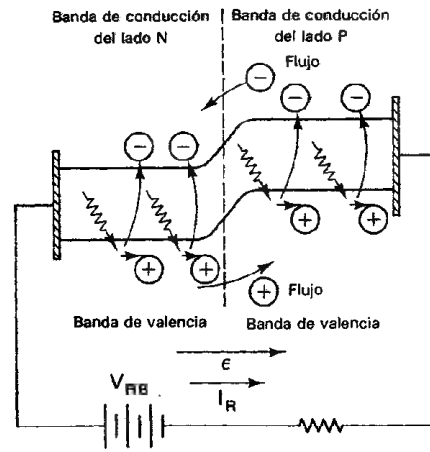


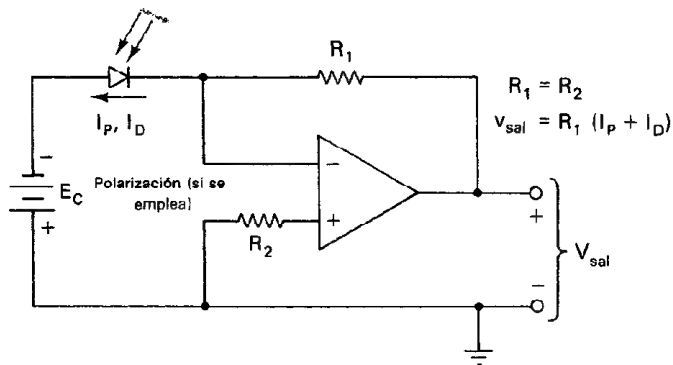
Figura 14-37 Celda fotoconductora: a) vista de corte; b) símbolo.



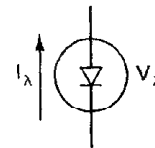
a)



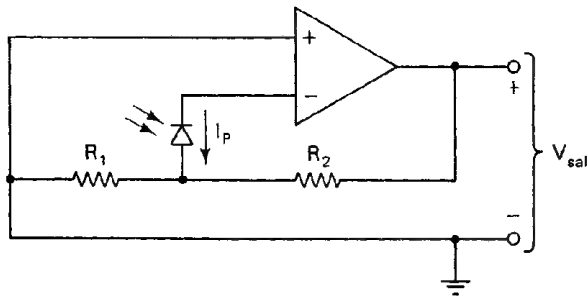
b)



c)



d)



e)

$$V_{sal} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(1 + \frac{I_p}{I_s}\right)$$

en donde $I_s = I_F \left(e^{\frac{qV}{kT}} - 1\right)^{-1}$ a $0 < I_F < 0.1 \text{ mA}$

Figura 14-38 Propiedades de fotodiodos: a) curvas características; b) fotoefecto; c) esquema de operación lineal; d) símbolo; e) esquema para la operación logarítmica.

de luz y velocidad. Los fotodiodos PIN están diseñados para detección de radiación infrarroja en sistemas de fibras ópticas para altas frecuencias. Su tiempo de subida típico es de 1.5 ns y presentan su mejor linealidad cuando se operan con un amplificador de corriente como se muestra en la figura 14-38 c). Se puede obtener una operación logarítmica cuando el fotodiodo opera con cero polarización con un amplificador de muy alta impedancia.

Cuando el fotodiodo no está polarizado con un voltaje, y sin embargo está iluminado, actúa como fuente de voltaje (siendo la polaridad de la capa p positiva con respecto a la capa n). En este modo de operación, es usual llamarle al fotodiodo *diodo fotovoltaico* o *celda solar*. Para las celdas de silicio, la corriente típica de cortocircuito es de 80 mA/cm² y el voltaje de circuito abierto es de 0.6 volts. Su eficiencia va desde 5 hasta 31 por ciento en una intensidad luminosa de 35 a 50 W/cm². El costo de esos dispositivos es casi proporcional a su eficiencia. Los materiales empleados para fabricar celdas solares son por lo general silicio o selenio. Con menor frecuencia se emplean otros materiales, como arseniuro de galio, sulfuro de cadmio y arseniuro de indio. Las celdas más eficientes emplean una estructura de juntura múltiple que absorbe una parte más amplia del espectro luminoso incidente que una sola celda. Por ejemplo, la celda superior es sensible a la luz azul y tiene una eficiencia del 27 por ciento, mientras que la celda inferior es sensible a la luz roja y tiene una eficiencia del 4 por ciento. En la figura 14-39 se presenta una curva característica típica de una celda solar. La parte sombreada es la potencia máxima disponible de la celda. Como la luz solar no es monocromática, la banda de energía del semiconductor debe ser lo más pequeña posible para permitir la absorción del mayor porcentaje de los fotones de luz solar.

Fototransistores

Los fototransistores tienen un fotodiodo como la juntura base colector inversamente polarizada. La terminal de la base puede dejarse flotando, o se puede polarizar. La corriente del diodo es la corriente inversa de fuga, que aumenta como resultado de la fotoestimulación. Debido a la acción del transistor, el aumento en la corriente de la base se amplificará entre 100 y 1000 veces. Para aumentar la sensibilidad, se aumenta el área de la base. Como la corriente del diodo en la oscuridad también se amplifica, no se aumenta la relación señal a ruido. La sensibilidad se puede aumentar en otro orden de magnitud empleando un par Darlington en lugar de un solo transistor. La respuesta del fototransistor es una función tanto de la intensidad luminosa como de la longitud de onda. La misma sensibilidad se puede obtener usando un FET fotosensible que use la juntura de compuerta a canal como fotodiodo. También están disponibles los fototristores, que se llaman rectificadores controlados de silicio activados por luz o láser. Los fototransistores se consiguen en una gran variedad de encapsulados. En la figura 14-40 se muestra el encapsulado TO-18. Estos dispositivos están diseñados para aplicaciones industriales como moduladores de luz, sistemas de seguridad, codificadores de posición de eje, detectores de fin de cinta y detectores de agujeros de discos.

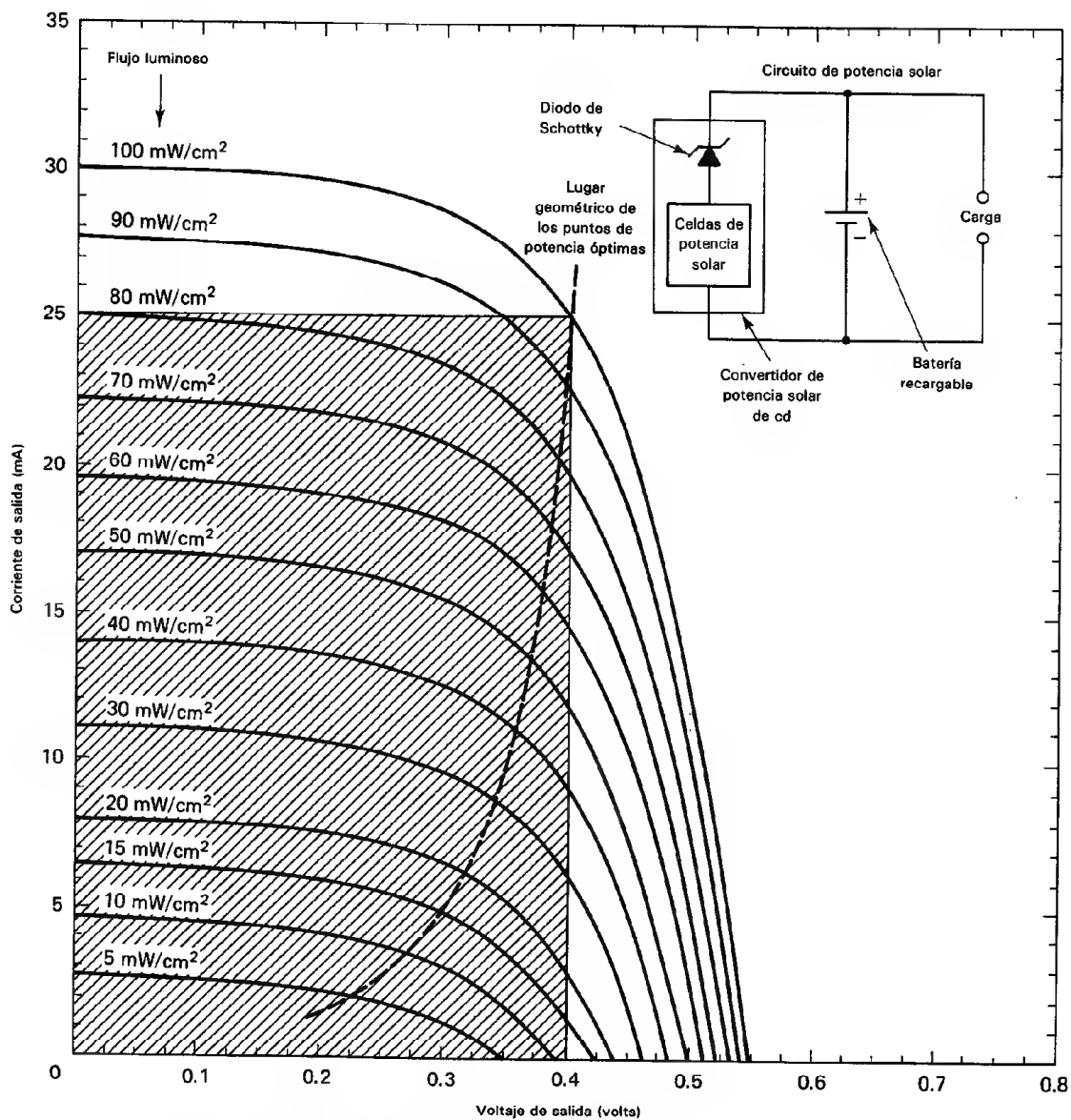
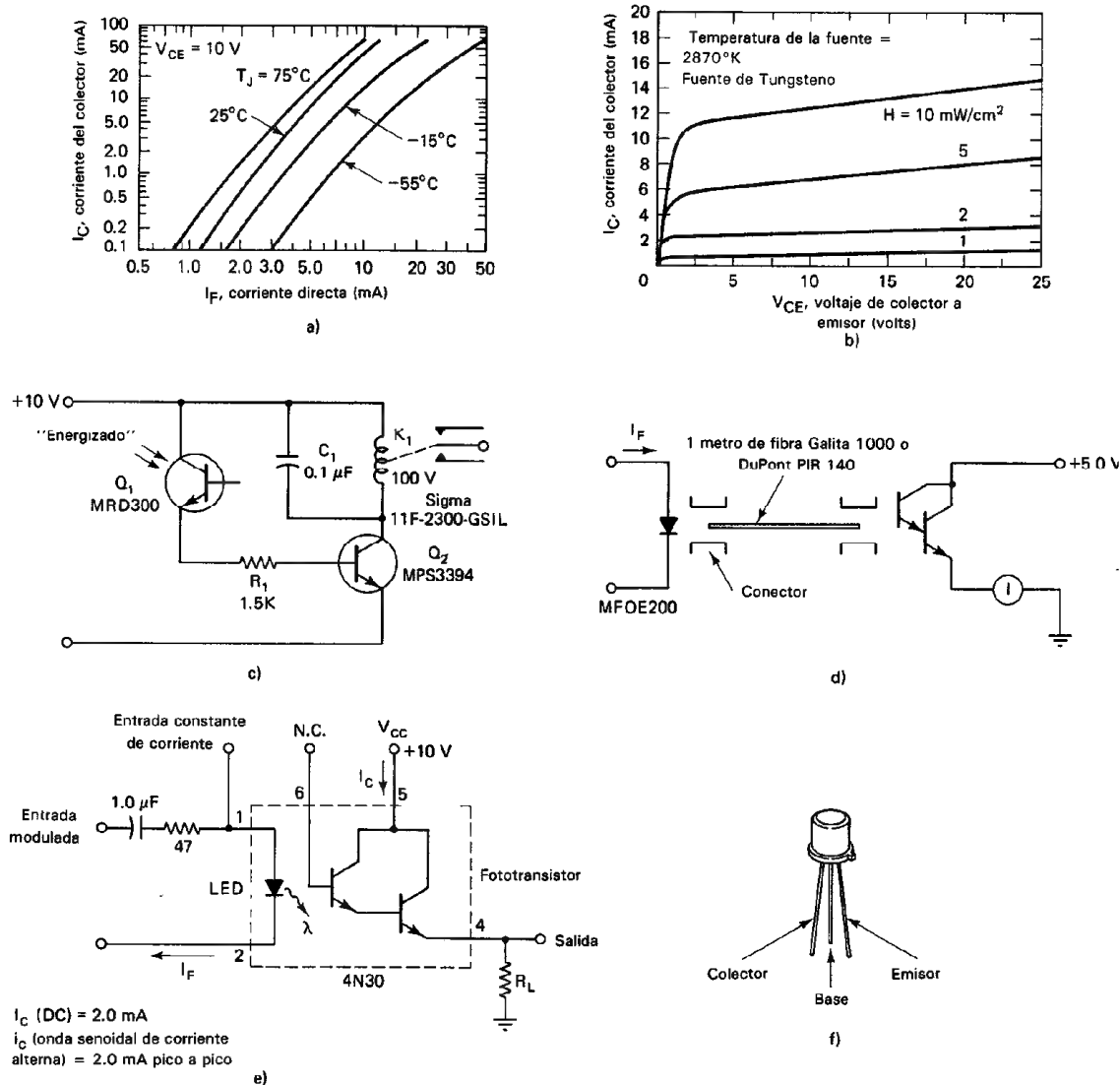


Figura 14-39 Característica típica de salida de una celda solar de silicio con el rectángulo de máxima potencia sombreado.



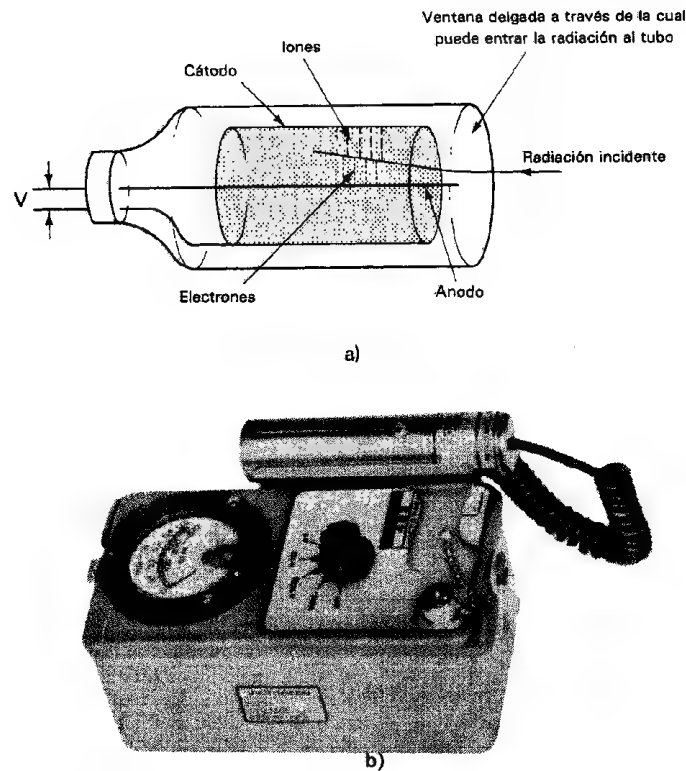


Figura 14-41 Detector Geiger-Müller de radiación: a) esquema; b) modelo 493 de Victoreen. (Cortesía de Victoreen Instruments Co.)

Combinando un diodo de emisión infrarrojo y un fototransistor, se forma un optoacoplador y aislador. El diodo emisor y el fototransistor receptor deben igualarse en su respuesta a longitud de onda para hacer máxima la *relación de transferencia* (que se define como la relación de I_c a I_{diodo}). La mayoría de los fabricantes expresan esta relación como un porcentaje (p. ej., 150 por ciento). Para el ejemplo de relación de transferencia, la corriente del colector es sólo 1.5 veces la corriente del diodo. El porcentaje puede ser tan alto como 500, pero por lo general es menor de 100. Generalmente son necesarias etapas externas de amplificación al diseñar dispositivos como interruptores fotoeléctricos y relevadores de estado sólido. Una curva característica típica y esquema de aplicación se muestra en la figura 14-40. Lo usual es empaquetar el opto-aislador en un encapsulado DIP de seis patas.

Transductores de Rayos X y de Radiación Nuclear

Los sensores de rayos X y de radiación nuclear usan algunos de los principios de operación de los sensores de radiación luminosa. Por ejemplo, un tipo de sensor de rayos X es

como un dispositivo fotoconductor, mientras que otro se fabrica con un material que emite luz visible cuando se somete a los rayos X. La intensidad de la luz visible emitida en este último tipo es proporcional a la intensidad de los rayos X incidentes. La intensidad de la fosforescencia o brillo se mide con un fototubo. Los sensores de rayos X se emplean para monitorear el espesor de materiales fabricados en forma de lámina. También se emplean para localizar fallas en estructuras metálicas y otros materiales de construcción y en la determinación de niveles de líquidos en tanques sellados.

Los sensores para radiación nuclear más comunes son el tubo de *Geiger-Müller* y el *contador de centelleo*.⁵ El tubo de Geiger-Müller es un tubo sellado lleno con un gas inerte (como argón). Dentro del tubo se encuentra un cátodo en forma de un cilindro largo, así como un ánodo de alambre largo colocado a lo largo del eje de este cilindro (figura 14-41). En un extremo del tubo de vidrio hay una ventana extremadamente delgada a través de la cual puede entrar la radiación al tubo. Si existe un alto voltaje (≈ 900 V) entre el ánodo y el cátodo, cada ráfaga de radiación nuclear (en forma de partículas beta o de rayos gamma) que entra al tubo ioniza algunos de los átomos de argón. Las partículas ionizadas se lanzan hacia los electrodos del tubo. Durante su viaje a los electrodos, los electrones y los iones se aceleran y chocan con otros átomos de argón, que a su vez quedan ionizados de nuevo. Cuando el conjunto de iones llega a los electrodos, se origina un pulso de corriente en el circuito al que está conectado el tubo.

Cuando pasa el pulso a través de los circuitos de conexión el voltaje entre el ánodo y el cátodo cae por debajo del valor que provoca ionizaciones posteriores por los choques. El gas en el tubo regresa a su estado no ionizado y cesa la corriente en el circuito de conexión. A continuación, de nuevo sube el voltaje entre el cátodo y el ánodo y el tubo está listo para detectar la próxima ráfaga de radiación. El “tiempo muerto” entre las ráfagas es de 100 a 200 μ s.

El número de los pulsos que se presentan en un tiempo dado es una medida de la intensidad de la radiación en la región cercana al tubo. Se puede hacer que los pulsos causen chasquidos audibles en una bocina o pueden contarse mediante un contador electrónico para dar un valor acumulativo dentro de un tiempo específico. Los medidores Geiger-Müller típicos pueden detectar hasta 15,000 eventos (o cuentas) por minuto.

El *contador de centelleo* es un dispositivo que emplea un tubo fotomultiplicador para contar los destellos luminosos que se producen en ciertos cristales cuando les llega radiación nuclear. Esos cristales (como el sulfuro de zinc o el yoduro de sodio) producen un breve *centelleo* de luz cada vez que se presenta uno de esos eventos. Los destellos emitidos se reflejan mediante espejos y se conducen a un tubo fotomultiplicador a través de *tubos de luz* de fibras ópticas. Los tubos fotomultiplicadores

⁵Hay muchos otros tipos de detectores de radiación nuclear que encuentran aplicación en sistemas especiales de medición de radiación. Incluyen la cámara de ionización (semejante al tubo de Geiger-Müller), la cámara de niebla, el contador de Cerenkov, los detectores de neutrones y los dosímetros de radiación. En lugar de describirlos en este texto, se pide al lector consultar otras obras (en la lista de referencias al final de este capítulo) que se han escrito específicamente sobre detección de radiación. Esos libros explican con extenso detalle el funcionamiento y usos de los detectores.

convierten y amplifican los débiles destellos a pulsos eléctricos que tienen la suficiente magnitud para poderlas medir. El número de pulsos que emite un tubo fotomultiplicador es una medida de la intensidad de la radiación nuclear.

Debido a la capacidad amplificadora del tubo fotomultiplicador, los *contadores de centelleo* son mucho más sensibles que los tubos Geiger-Müller para medición de radiación nuclear.

PROBLEMAS

1. Hágase una lista de cinco dispositivos que funcionen como transductores no eléctricos [p. ej., el termómetro de mercurio (transductor de temperatura a longitud dimensional)].
2. Hágase una lista de la serie de pasos que se toman si se requiere seleccionar un transductor para una determinada aplicación de medición.
3. Los siguientes transductores, ¿son activos o pasivos? ¿Por qué?

a) Galga extensométrica variable lineal	b) Transformador diferencial
c) Termopar	d) Fototubo
e) Celda solar	f) Micrófono de carbón
g) Cristal piezoeléctrico	
4. Hágase una lista de las ventajas y desventajas de los tres tipos de galgas extensométricas (metal pegado, metal no pegado y semiconductor), y compararlos.
5. Una galga extensométrica de semiconductor tiene una longitud de 3 cm y una resistencia inicial de 2.3 k Ω . Una fuerza aplicada causa un cambio en su longitud de 0.8 mm y un cambio de 530 Ω en su resistencia. ¿Cuál es el factor de galga de este dispositivo?
6. ¿Cómo afecta la temperatura las características de operación de las galgas extensométricas?
7. Describese el funcionamiento del transformador diferencial variable lineal.
8. Un transformador diferencial variable lineal tiene una salida de 5 V cuando el desplazamiento es de 0.036 pulgadas. Calcúlese la sensibilidad del dispositivo en mV/0.001 pulgada.
9. Escójase el transductor de temperatura más adecuado para cada una de las siguientes aplicaciones:

a) Temperaturas que cambian rápidamente.
b) Variaciones muy pequeñas de temperatura alrededor de 40°C.
c) Temperaturas muy altas (> 1500°C).
d) Mediciones muy exactas de temperatura.
e) Gran variación de temperatura.
f) Aplicación donde se necesite un dispositivo sensor resistente y exacto.
10. Describese las diferencias en los principios de funcionamiento de los transductores fotoemisores, fotoconductores y fotovoltaicos.
11. ¿Qué es la fatiga de un fototubo y cómo se puede evitar?
12. Un transductor de presión tipo capacitivo tiene dos placas metálicas de 4 cm de diámetro y están separadas 0.5 cm. Una presión de 200 libras/pulgada hace disminuir la separación entre las placas en 0.04 cm. Si no se aplica presión al capacitor se tiene una capacitancia de 400 pF. Calcúlese el valor de la capacitancia si se aplican 200 psi al transductor.

REFERENCIAS

1. Norton, H. M., *Handbook of Transducers for Electronic Measurement Systems* (Manual de transductores para sistemas electrónicos de medición). Englewood Cliffs, N. J.: Prentice Hall, 1969.
2. Tektronix, *Use of Transducers* (Empleo de transductores). Beaverton, Ore.: Tektronix, 1971.
3. Cobbald, R. S. C., *Transducers for Biomedical Measurements: Principles and Applications* (Transductores para mediciones biomédicas: principios y aplicaciones). New York: John Wiley, 1974.
4. *Introduction to Transducers for Instrumentation* (Introducción a los transductores para instrumentación). Los Angeles, Calif.: Statham Instruments, inédito.
5. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de instrumentos electrónicos básicos). Cap. 6. New York: McGraw-Hill, 1972.
6. Sheingold, D. H., ed., *Transducer Interfacing Handbook* (Manual de interconexión de transductores). Norwood, Mass.: Analog Devices, 1981.
7. Jones, K. A. *Introduction to Optical Electronics* (Introducción a la electrónica óptica). New York: Harper & Row, 1987.
8. *Practical Temperature Measurements, Application Note 290* (Mediciones prácticas de temperatura, Nota de aplicación 290). Palo Alto, Calif.: Hewlett-Packard Corp., Palo Alto, Ca., 1980.

Amplificadores Electrónicos

Uno de los motivos principales por los que se emplean tan extensamente los métodos eléctricos en la instrumentación científica es que se pueden *ampliar* señales eléctricas muy débiles hasta el punto en que pueden activar en forma directa dispositivos indicadores o registradores para poderse medir. El *amplificador electrónico* es el componente de los sistemas eléctricos que da la potencia necesaria a las señales para efectuar esas mediciones con mayor facilidad. El objeto de este capítulo es describir las características generales y la terminología asociada con los amplificadores electrónicos, en especial aquellos amplificadores que se usan con más frecuencia en los instrumentos de mediciones eléctricas.

El nivel de la descripción es el adecuado para presentar los aspectos cualitativos de los tipos más comunes de amplificadores y listar algunas de sus aplicaciones más importantes. No se hace hincapié en los fundamentos electrónicos de diseño de circuitos amplificadores. Aún un tratamiento básico de esos aspectos de diseño de circuitos necesitaría mucho más espacio que el que puede dedicar este texto al tema.¹ Debido a esto, se tratará al amplificador como un dispositivo que de alguna manera amplifica las señales que se le alimentan.

Un amplificador importante que se describe con más detalle (pero aún en forma muy introductoria) es el *amplificador operacional*. Esos amplificadores son extremadamente versátiles y se están empleando como bloques clave de construcción en una amplia variedad de sistemas modernos de instrumentación para mediciones.

¹Los lectores que deseen más información acerca de los aspectos de diseño electrónico de los amplificadores pueden consultar cualquiera de los textos estándar sobre electrónica.

PROPIEDADES GENERALES DE LOS AMPLIFICADORES

La principal función de un amplificador es aumentar o amplificar las señales que se alimentan a sus entradas. Aunque también se usan los amplificadores en algunos casos para aislar una parte de un sistema eléctrico de otro, nuestro interés general está en las propiedades de amplificación. Así, se verá a los amplificadores como instrumentos diseñados para recibir una señal (a_{ent}) y producir una réplica de esa señal con una amplitud que se haya multiplicado por algún factor, K . El valor de la señal de salida del amplificador (a_{sal}) se puede expresar entonces mediante

$$a_{sal} = K a_{ent} \quad (15-1)$$

De esta relación se ve que K (que se llama *la ganancia* del amplificador) es igual a la relación de a_{sal} entre a_{ent} . K es una función del dispositivo de amplificación, el nivel de polarización y la configuración del circuito. Si $K > 1$, es evidente que el amplificador aumenta el valor de las señales que se alimenten a sus entradas. El símbolo del circuito para un amplificador es $\triangleleft K \triangleright$.

Si a_{ent} y a_{sal} se expresan en términos del valor de voltaje de las señales de entrada y salida, respectivamente, la relación de sus magnitudes de la *ganancia de voltaje* del amplificador. Por otro lado, si a_{ent} y a_{sal} se expresan en términos de la potencia contenida en las señales de entrada y salida, su relación de la *ganancia de potencia* del amplificador. Los dos valores de ganancia son con frecuencia muy distintos uno del otro.

El rango de frecuencia en el que se diseña un amplificador para amplificar las señales de entrada con una ganancia constante se llama *ancho de banda* del amplificador. Esta cantidad se define formalmente como el intervalo entre aquellas frecuencias donde la *ganancia de potencia* del amplificador ha caído a la mitad de su valor de la frecuencia central (figura 15-1).

En muchos casos, se especifica la ganancia de voltaje de un amplificador en lugar de la ganancia de potencia. Sin embargo, el ancho de banda no es el intervalo

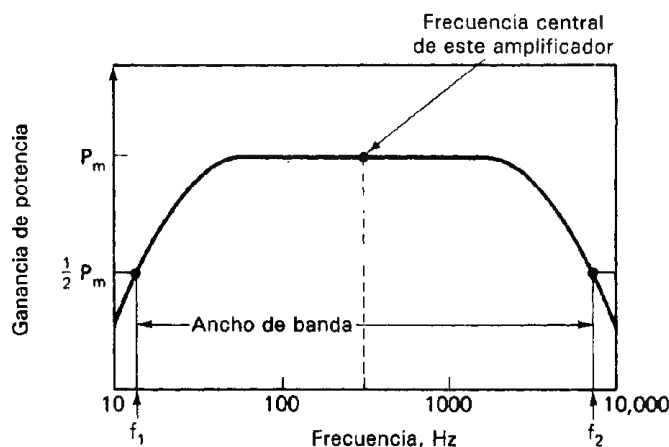


Figura 15-1 Ancho de banda del amplificador

entre las dos frecuencias a las cuales la ganancia de *voltaje* cae a la mitad de su valor de la frecuencia central. En lugar de ello, como el valor del voltaje para los puntos de media potencia es $0.707 V_m$ (siendo V_m el valor de voltaje a la frecuencia central) se define el ancho de banda como el intervalo de frecuencias entre los puntos donde la ganancia de voltaje cae a 0.707 de su valor de media banda.

Normalmente, la especificación del ancho de banda describe en forma adecuada el rango de frecuencias en las que un amplificador puede amplificar las señales con fidelidad adecuada. Esto es, parece razonable suponer que si los componentes de frecuencia de una señal quedan dentro del ancho de banda de un amplificador, la señal se amplificará sin distorsión. Sin embargo, se ha demostrado (en el capítulo 8 se dio un ejemplo) que las ondas periódicas no senoidales están compuestas por una serie de armónicas que se prolongan hasta la frecuencia infinita. Así, un intento de mostrar ondas no senoidales con un amplificador de ancho de banda finito originará algo de distorsión en la señal amplificada. Por ello, sería bueno también tener una medida de la capacidad del amplificador para responder a cambios instantáneos de señal, como ayuda para determinar cuánta distorsión causará un amplificador cuando amplifica una señal arbitraria. Esa medida da el *tiempo de subida*, τ_r , del amplificador.

El concepto de *tiempo de subida*, aplicado a los pulsos, se presentó en el capítulo 13. De manera semejante, se puede definir el tiempo de subida, τ_r , de un amplificador. Esto es, τ_r es el tiempo necesario para que el voltaje de salida de un amplificador cambie entre los valores del 10 y el 90 por ciento de su valor final cuando se aplica una función escalón a su entrada (véase la figura 15-2).

Aunque no existen los generadores perfectos (ideales) de función escalón, hay algunos instrumentos electrónicos que pueden producir ondas de salida que tienen tiempo de subida mucho menores que los correspondientes tiempos de subida de los amplificadores que se estén probando (p. ej., algunos generadores de pulso son capaces de producir señales con tiempo de subida menores que 10^{-10} s). Cuando se emplean esos dispositivos para probar un amplificador, el tiempo de subida del amplificador se define como esa función escalón aplicada. También, las pruebas de

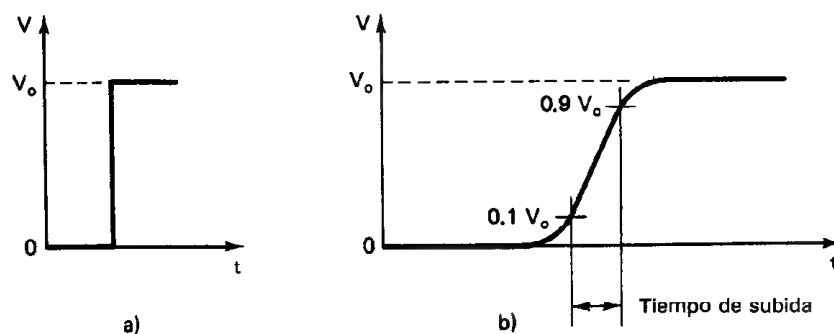


Figura 15-2 a) Función ideal de escalón aplicada al amplificador; b) respuesta de la salida del amplificador a las funciones ideales de escalón de la parte a).

los tiempos de subida sirven para demostrar un punto importante acerca de los amplificadores: *La señal de salida de un amplificador no cambia los niveles de voltaje con mayor rapidez que el tiempo de subida del amplificador, sin importar cuán corto sea el tiempo de subida de la señal de entrada.*

Los tiempos de subida también se suman entre sí como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los tiempos de subida individuales en cuestión:

$$\tau_{rTOT} = \sqrt{\tau_{r1}^2 + \tau_{r2}^2} \quad (15-2)$$

Por ejemplo, si una señal a prueba tiene un tiempo de subida de τ_{rs} , que es igual al tiempo de subida τ_{ra} del amplificador al cual se aplica, la señal observada tendrá un tiempo de subida τ_{rTOT} que está dado por

$$\tau_{rTOT} = \sqrt{\tau_{rs}^2 + \tau_{ra}^2} = \sqrt{2} \tau_{rs} \quad (\text{ya que } \tau_{rs} = \tau_{ra})$$

o bien

$$\tau_{rTOT} = 1.4\tau_{rs}$$

Nótese que en este caso el tiempo observado de subida de la señal de entrada (expresado como τ_{rTOT}) hubiera tenido un error del 40 por ciento.

La figura 15-3 es una gráfica que muestra el porcentaje de error presente en el tiempo de subida τ_{rTOT} de una onda observada para diferentes relaciones de τ_{rs}/τ_{ra} . Por ejemplo, la figura indica que si el tiempo de subida de la señal de entrada es siete veces mayor que el tiempo de subida del amplificador ($\tau_{rs}/\tau_{ra} = 7$), el error del tiempo de subida mostrado τ_{rTOT} es sólo del 1 por ciento.

Aunque el tiempo de subida es una especificación más general de la respuesta a la frecuencia de un amplificador que el ancho de banda, las dos cantidades están

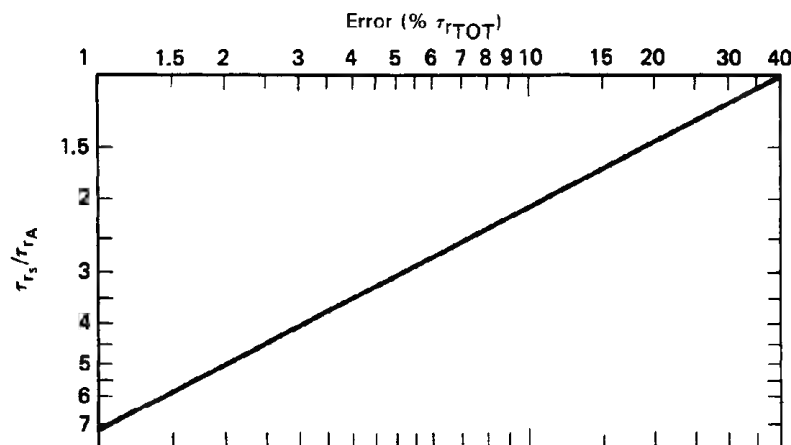


Figura 15-3 Por ciento en el que la salida o el tiempo de subida τ_{rTOT} excede el tiempo de subida de la señal de entrada. Depende de la relación entre el tiempo de subida de la señal con respecto al tiempo de subida del amplificador.

estrechamente relacionadas. En general, el producto del τ_{rA} (en nanosegundos) por el ancho de banda (en megahertz) produce un número cuyo valor está entre 0.33 y 0.35

$$\tau_{rA} \times \text{ancho de banda} = 0.35 \quad (15-3)$$

Por ejemplo, los osciloscopios con anchos de banda de 15 MHz tienen tiempos de subida de aproximadamente

$$\tau_{rA} = \frac{0.35}{15 \text{ MHz}} \approx 23 \text{ ns}$$

De acuerdo con la figura 15-3, esos osciloscopios pueden mostrar formas de onda con tiempos de subida de 69 ns ($\tau_{rS}/\tau_{rA} = 3$) con una exactitud del 5 por ciento.

Una clasificación general de los amplificadores se basa en su capacidad de respuesta a las bajas frecuencias. Si un amplificador puede producir una salida constante de corriente directa en respuesta a una entrada constante de corriente directa se le clasifica como *amplificador de corriente directa*. El ancho de banda de los amplificadores de corriente directa se extiende desde la corriente directa hasta la frecuencia a la que la ganancia de voltaje del amplificador cae a 0.707 de la ganancia de voltaje a corriente directa. Todos los demás tipos de amplificadores se llaman *amplificadores de corriente alterna* [figura 15-4 a)].

A veces se dividen los amplificadores de corriente alterna en categorías de acuerdo con la banda de frecuencias sobre la cual pueden amplificar las señales. Si se diseña al amplificador para ser capaz de amplificar una amplia banda de frecuencias, se llama *amplificador no sintonizado* [figura 15-4 b)]. Por otro lado, si un amplificador

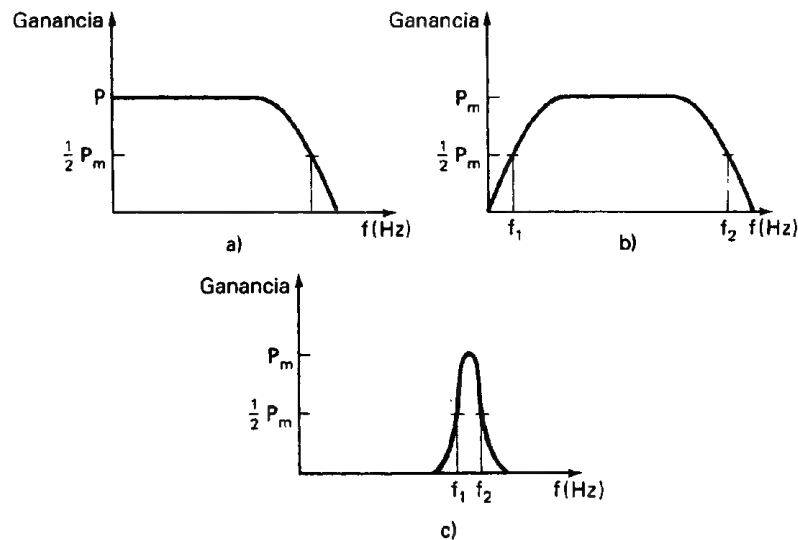


Figura 15-4 Características de frecuencia de varios amplificadores: a) amplificador de cd; b) amplificador de corriente alterna no sintonizado; c) amplificador de corriente alterna sintonizado.

se diseña para amplificar frecuencias dentro de una banda muy angosta, se llama *amplificador sintonizado* [figura 15-4 c)].

Los amplificadores no sintonizados se dividen aún más en las siguientes clases: *amplificadores de audio frecuencia* (AF) diseñados para amplificar señales de 30 Hz a 15,000 Hz; *amplificadores de radio frecuencia* (RF) (capaces de amplificar ondas de alta frecuencia, típicamente de 500 kHz o mayores. Esas señales se encuentran en radios, radar y otras aplicaciones); y *amplificadores de video*, diseñados para amplificar la amplia banda de señales usadas en los receptores de televisión, típicamente de 30 Hz a 4 MHz.

Los amplificadores de corriente directa y de corriente alterna tienen cada uno sus ventajas. Los amplificadores de corriente alterna tienden a ser menos caros que los de corriente directa, en especial si se necesita una ganancia alta. Así, si no se necesita amplificación de corriente directa, los amplificadores de corriente alterna son alternativa más sensible, por lo general.

Se utilizan los amplificadores de corriente directa cuando se deben amplificar señales de muy baja frecuencia y desde luego, de corriente directa. Las señales débiles de voltaje de corriente directa se producen en fuentes tales como termopares, dispositivos fotovoltaicos y galgas extensométricas. Muchos fenómenos bioeléctricos también generan señales débiles de corriente directa y de muy baja frecuencia. Se debe emplear un amplificador de corriente directa para amplificar esas señales. Además, el osciloscopio es un instrumento más versátil cuando se le equipa con amplificadores de corriente directa.

Sin embargo, los amplificadores de corriente directa tienen una tendencia a presentar problemas de *corrimiento de voltaje* (OFFSET) y deriva (*drift*). El *corrimiento* es un voltaje pequeño de corriente directa que aparece en la salida del amplificador, aunque no se aplique voltaje a las entradas. Para corregir este error de voltaje (que sería cero en un amplificador ideal de corriente directa), se debe aplicar un pequeño voltaje de compensación a la entrada del amplificador. La *deriva* es la velocidad a la que el voltaje de salida de un amplificador cambia debido a las variaciones de temperatura o al envejecimiento de sus componentes. A causa de la deriva se debe verificar periódicamente el nivel cero de los amplificadores de corriente directa y ajustarlo para obtener mediciones exactas.

Especificaciones Diversas de Operación de Amplificadores

Además de las características de los amplificadores que se describieron en la sección anterior, hay otras que también dan una medida de qué tan bien efectúan los amplificadores determinadas funciones. Algunas de las más comunes de ellas se citan a continuación:

1. Linealidad. La salida de un amplificador ideal es directamente proporcional a su entrada; o sea una gráfica de la salida contra la entrada es una línea recta. (Esto significa que en un amplificador lineal ideal la señal de salida es un réplica amplificada de la señal de entrada, a excepción de la fase.) El grado en que se alcan-

ce este ideal en un amplificador real queda especificado mediante la linealidad del amplificador. Lo usual es describir la linealidad en términos de un porcentaje de la salida o un porcentaje del valor de escala completa. Las no linealidades en un amplificador acarrearán distorsiones de la señal de salida.

2. Salida del amplificador. Describe el voltaje corriente o potencia máximos a la salida de un amplificador.

3. Impedancia de entrada y salida. Un amplificador debe tener una alta impedancia de entrada para evitar *cargar* la fuente de señal (o, si es el caso, a la etapa amplificadora anterior). Cuando se conecta la salida del amplificador con otro amplificador, la impedancia de salida del primero debe ser baja (para tener transferencia *eficiente* de potencia). Si la salida se ha de conectar a un dispositivo registrador o indicador, la impedancia de salida debe ser igual a la impedancia de entrada del dispositivo registrador (para tener transferencia *máxima* de potencia).

4. Ruido. Una fuente de distorsión en los amplificadores, además de la linealidad, es el *ruido*. Esta cantidad se puede dividir en dos clases: 1) señales no deseadas que se generan externamente y entran al amplificador del exterior, y 2) señales no deseadas que se generan por los componentes del amplificador mismo. Mientras mayor sea la magnitud del ruido, más distorsionada y oscura estará la señal deseada. La señal de ruido creada por el amplificador mismo se lista por lo general en las especificaciones del amplificador y se expresa en términos de un valor de voltaje efectivo o rms.

Medición de la Ganancia y el Ancho de Banda del Amplificador

Se pueden medir la ganancia y el ancho de banda de un amplificador con el equipo normal del laboratorio. Para comenzar, se debe conectar una resistencia R_L de carga adecuada entre las terminales de salida del amplificador. Un oscilador da la señal de entrada al amplificador. Se emplea un osciloscopio para observar tanto las señales de entrada como las de salida del amplificador.

Para medir la *ganancia de voltaje* K_v , se alimenta una señal senoidal del oscilador a la frecuencia de interés (generalmente cerca de la frecuencia de media banda). La señal de salida se monitorea con el osciloscopio para asegurar que el nivel de la señal de entrada sea lo suficientemente pequeño para que la señal de salida no se sature. Se miden los voltajes de las señales de entrada y salida y se calcula K_v con la ecuación (15-1).

Para medir el *ancho de banda* del amplificador se mantiene a amplitud constante la señal de entrada del oscilador, pero se varía la frecuencia empleando un generador de barrido de frecuencia (capítulo 13). Se mide el voltaje de salida del amplificador a varias frecuencias. La ganancia del amplificador en esos puntos se expresa generalmente en decibeles, y el nivel de referencia 0 dB se especifica como el voltaje de salida a una frecuencia específica de media banda (generalmente 400 a 1000 Hz). El ancho de banda del amplificador será el rango entre esas dos frecuencias a las que

la ganancia de voltaje ha decrecido a 0.707 (—3 dB) de su valor de referencia de media banda. También se define la frecuencia de —3 dB como la frecuencia de media potencia, con la ecuación 2-3 del capítulo 2

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_{\text{sal}}}{P_{\text{ent}}} = 20 \log \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}}$$

$$\text{dB} = 10 \log \frac{1}{2} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3$$

Nótese que la amplitud de la señal de entrada debe medirse a cada una de las frecuencias de interés y ajustarse si es necesario para asegurar que permanece constante. Un generador de barrido de frecuencias mantendrá automáticamente una amplitud constante de la señal de entrada al barrer la frecuencia.

AMPLIFICADORES DIFERENCIALES

Hay un tipo especial de amplificador, que se llama *amplificador diferencial* que está diseñado para amplificar la diferencia entre los valores de voltaje de dos señales de entrada (V_1 y V_2). En esos amplificadores, cada una de las señales se aplica a una de las terminales de entrada del amplificador (como se muestra en la figura 15-3. Esto significa que el término a_{ent} de la ecuación (15-4) es

$$a_{\text{ent}} = V_1 - V_2 \quad (15-4)$$

De esta relación, se sigue que para un amplificador diferencial, la ecuación (15-4) se escribe

$$a_{\text{sal}} = V_{\text{sal}} = K_D(V_1 - V_2) \quad (15-5)$$

En esta ecuación, a K_D se le llama la *ganancia diferencial* del amplificador. (Cuando se describa el funcionamiento de los amplificadores diferenciales se aclarará la razón de esa nomenclatura.)

En la figura 15-5 también se observa que en un amplificador diferencial ninguna de las terminales de entrada está aterrizada. Como resultado de ello, se puede emplear el amplificador diferencial para amplificar la diferencia entre los voltajes de dos puntos no conectados a tierra en un circuito. Esto hace que los amplificadores diferenciales sean adecuados para amplificar la señal de salida de dispositivos tales como el puente con galga extensométrica que se muestra en la figura 15-6. En el

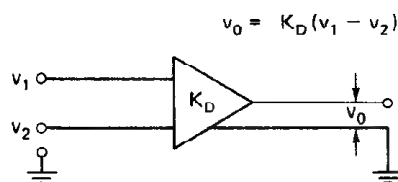


Figura 15-5 Amplificador diferencial ideal.

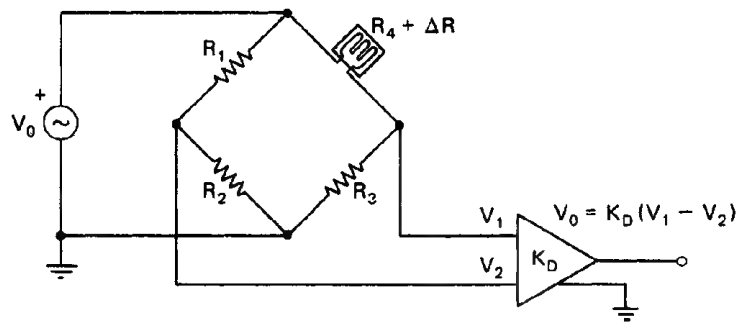


Figura 15-6 Uso de un amplificador diferencial para medir los dos voltajes no aterrizados de un puente de Wheatstone.

capítulo 6 se vio también cómo los osciloscopios con amplificadores diferenciales pueden hacer uso de esta particularidad para medir voltajes no aterrizados. Sin embargo, el hecho de que los amplificadores diferenciales puedan amplificar voltajes no aterrizados no es la única característica que los hace tan útiles para ciertas aplicaciones. Se examinarán algunas de esas otras características únicas a medida que avance esta descripción.

Como un amplificador diferencial ideal se diseña para amplificar sólo la diferencia entre los valores de voltaje aplicados a sus entradas, dos señales de igual magnitud deben dar un voltaje de salida de cero. Como consecuencia, el componente de una señal que sea *común* a las dos señales que se aplican a las entradas de un amplificador diferencial no se debe amplificar. A este componente se le llama el *componente de modo común* (V_C) y se define como igual a

$$V_C = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \quad (15-6)$$

El *componente de diferencia*, ΔV , que es el componente que se desea amplificar, se define como

$$\Delta V = V_1 - V_2 \quad (15-7)$$

Ejemplo 15-1

Si a) $V_1 = 5$ y $V_2 = 3$, y si b) $V_1 = 4 + 3 \sin \omega t$ y $V_2 = -5 + \sin \omega t$, calcúlese V_C y ΔV para cada caso.

Solución.

a) Si $V_1 = 5$ y $V_2 = 3$, entonces

$$V_C = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) = 4$$

y

$$\Delta V = V_1 - V_2 = 2$$

b) Si $V_1 = 4 + 3 \sin \omega t$ y $V_2 = -5 + \sin \omega t$, entonces

$$V_C = -\frac{1}{2} + 4 \sin \omega t$$

$$\Delta V = 9 - 2 \sin \omega t$$

Los amplificadores diferenciales en la realidad sólo se acercan a la característica ideal de sólo amplificar el componente ΔV . En realidad, en lugar de producir un voltaje de salida de acuerdo con la ecuación (15-7), también producen un componente en la señal de salida que es proporcional a V_c . Esto es, la señal de salida de un amplificador diferencial real está dada por la ecuación

$$V_{\text{sal}} = K_D(V_1 - V_2) + K_C \frac{V_1 + V_2}{2} = K_D \Delta V + K_C V_C \quad (15-8)$$

en donde a K_C se le llama *ganancia de modo común*. Esta ganancia es indeseable y los diseñadores de amplificadores buscan minimizar su valor. Es éste el componente que hace que se vea el corrimiento en un osciloscopio cuando se emplea el modo (A-B) y no está presente la señal de entrada. Como método para especificar cuán estrechamente se acerca un amplificador diferencial real a las características de su contraparte ideal, se emplea una cantidad llamada *relación de rechazo de modo común* (CMRR). Esta relación se define como el cociente de la ganancia diferencial (K_D) entre la ganancia en modo común (K_C) del amplificador:

$$\text{CMRR} = \frac{K_D}{K_C} \quad (15-9)$$

Un amplificador diferencial ideal tendría una relación rechazo de modo común infinita. En la práctica, un amplificador diferencial comercial bien diseñado tiene una relación de rechazo de modo común de 1000 o más. Esta relación con frecuencia se expresa en términos de decibels de voltaje (dB). En ese caso, se emplea la relación

$$\text{CMR(dB)} = 20 \log_{10} \text{CMRR} \quad (15-10)$$

para convertir la relación (CMRR) a un valor de voltaje en decibels (rechazo de modo común (CMR)). Así, un amplificador diferencial que especifique tener un rechazo de modo común de 80 dB, tiene una relación de rechazo de modo común de 10,000.

Ejemplo 15-2

Un amplificador diferencial recibe dos señales, V_1 y V_2 , cuyas magnitudes son 10 V. El rechazo de modo común del amplificador es 90 dB y su ganancia diferencial es $K_D = 100$. Calcúlese el voltaje de salida del amplificador.

Solución. Con la ecuación (15-9) se calcula la relación de rechazo de modo común y K_C :

$$\text{CMR} = 20 \log_{10} \text{CMRR}$$

$$90 = 20 \log_{10} \text{CMRR}$$

$$4.5 = \log_{10} \text{CMRR}$$

$$\text{CMRR} = 31,000$$

Entonces

$$\text{CMRR} = \frac{K_D}{K_C}$$

o bien

$$K_C = \frac{10^2}{3.1 \times 10^4} = 0.0032$$

A continuación, empleando la ecuación (15-8), se puede calcular V_O :

$$\begin{aligned} V_O &= K_D(V_1 - V_2) + K_C \frac{V_1 + V_2}{2} = K_D(0) + 0.0032(10) \\ &= 0.032 \text{ V} = 32 \text{ mV} \end{aligned}$$

Si la relación de rechazo de modo común de un amplificador diferencial es alta, el amplificador puede rechazar señales indeseables (y otras interferencias o ruido de modo común) que aparece simultáneamente y en fase con las entradas del amplificador. Por ejemplo, si

$$V_1 = V_{\text{señal}} + V_{\text{ruido}} = V_S + V_{\text{ruido}}$$

y

$$V_2 = V_{\text{ruido}}$$

entonces, de la ecuación (15-8) se puede escribir que

$$V_{\text{sal}} = K_D \left(\Delta V + \frac{K_C}{K_D} V_C \right) = K_D V_S + \frac{K_D V_{\text{ruido}}}{\text{CMRR}} + \frac{K_D V_S}{2\text{CMRR}} \quad (15-11)$$

La ecuación (15-11) muestra que si la relación de rechazo de modo común de un amplificador es grande, el componente del voltaje debido al ruido se rechaza en su mayor parte. Esta particularidad de los amplificadores diferenciales los hace extremadamente valiosos para observar las señales de bajo nivel en presencia de ruido de modo común.

La relación de rechazo en modo común de un circuito amplificador diferencial está determinada, en la práctica, por la precisión con que se pueden igualar los valores de diferentes resistencias del circuito. Específicamente la magnitud de la ganancia de modo común, indeseable K_C aumentará en proporción a la diferencia en valor entre estas resistencias críticas del circuito. Por ejemplo, la tabla 15-1 muestra los valores promedios alcanzables de K_C para varias tolerancias de resistencia. Se ve que si se emplean resistencias con 5 por ciento de tolerancia en un circuito amplificador diferencial, K_C será igual a 0.1. Por otro lado, si se impone una tolerancia tan estrecha como 0.1 por ciento en las resistencias del circuito, K_C se reduce a 0.002. Como la ganancia diferencial K_D no se afecta de modo esencial por la no igualación entre las resistencias, se ve de la ecuación (15-9) que la relación de rechazo de modo común se reducirá a medida que los valores de las resistencias se hagan menos iguales.

TABLA 15-1 TOLERANCIA DE RESISTENCIAS PARA CIRCUITOS AMPLIFICADORES DIFERENCIALES EN FUNCION DE LA GANANCIA DE MODO COMUN

Tolerancia en la resistencia (%)	5	2	1	0.5	0.1
Ganancia de modo común promedio, K_C	0.1	0.04	0.02	0.01	0.002

La capacidad de relación de rechazo en modo común de un amplificador diferencial también se reduce si las señales a sus dos entradas llegan de la fuente de señales a través de trayectorias que no tienen el mismo valor de impedancia (figura 15-7). Esa degradación de la relación de rechazo en modo común se considera debida a *desequilibrio de impedancia*, y cuando se configura un amplificador de tal forma en un sistema, a la relación de rechazo común más bajo se le conoce como *relación de rechazo de modo común aparente* del amplificador. El efecto del desequilibrio de impedancia es permitir que aparezca una pequeña parte de la señal de modo común V_{cm} como si fuera un componente de diferencia ΔV al amplificador (que entonces aplica la ganancia diferencial completa a este componente de ruido indeseable).

Una aplicación frecuente en la que se encuentra el desequilibrio de impedancias debido a diferentes impedancias de electrodos es la medición de la temperatura mediante el uso de termopares. Como se vio en el capítulo 14, los termopares emplean dos conductores de metal diferente (p. ej., un conductor podría ser de hierro y el otro de constantan) cuyas uniones están sujetas a dos temperaturas diferentes. Se produce una señal de voltaje proporcional a la diferencia de las temperaturas. Como las señales de salida del termopar son de milivolts, se deben amplificar antes de mostrarlas o de procesarlas. Como los conductores que constituyen el termopar son de metales diferentes, sus resistividades también serán distintas. Así, las impedancias equivalentes de cada uno de los conductores del termopar (Z_A y Z_B en la figura 15-7) pueden no ser iguales. El amplificador percibirá esas impedancias diferentes como un desequilibrio de impedancia a sus entradas.

El desequilibrio de impedancia también puede resultar de valores desiguales de capacitancia a tierra en los cables de entrada. Esas capacitancias desiguales producirán impedancias desiguales que tenderán a ser aún más desiguales al medir señales de mayor frecuencia.

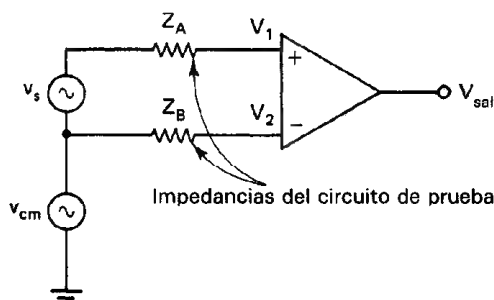


Figura 15-7 Amplificador diferencial recibiendo una señal en las terminales (+) y (—) por trayectos que contienen impedancias Z_A y Z_B . Si $Z_A \neq Z_B$, se degrada la relación de rechazo de modo común del amplificador.

Ejemplo 15-3

Un amplificador diferencial con una relación de rechazo de modo común de 100,000:1 tiene impedancias del circuito de pruebas $Z_A = 150 \, \Omega$ y $Z_B = 0$ conectadas a sus entradas, junto con una fuente de voltaje v_s , como se muestra en la figura 15-7. Si la impedancia de entrada del amplificador es $Z_{ent} = 10^7 \, \Omega$ y la ganancia diferencial es $K_D = 2 \times 10^4$, y si $v_{cm} = 1.0 \, V$, calcúlese la relación de rechazo de modo común aparente del amplificador.

Solución. Como $Z_B = 0$, el v_2 que aparece en la terminal (—) del amplificador es 1.0 V. Como $Z_A = 150 \, \Omega$, v_1 en la terminal (+) se calcula a partir de

$$v_1 = \frac{v_{cm} Z_{ent}}{Z_{ent} + Z_A} = \frac{(1.0)10^7}{10^7 + 150} = 0.999985 \, V = 999,985 \, \mu V$$

ya que 15 μV de v_{cm} aparece a través de la resistencia de 150 Ω . Entonces, esto hace que aparezca un componente de diferencia $\Delta v = 15 \, \mu V$ entre las entradas del amplificador. Si $K_D = 2 \times 10^4$, esta señal de 15 μV aparecerá como 300 mV en la salida, mientras que un voltaje adicional de 200 mV aparecerá a la salida debido a la relación de rechazo de modo común del amplificador. Por lo tanto, una señal de modo común máxima v_o de 500 mV aparecerá a la salida aún cuando ΔV sea cero. Una señal diferencial equivalente que producirá la misma salida sería

$$\Delta V = \frac{v_o}{K_D} = \frac{500 \, mV}{2 \times 10^4} = 25 \, \mu V$$

Pero como el amplificador sigue produciendo $v_o = 500 \, mV$ cuando $V_{cm} = 1.0 \, V$ y $\Delta v = 0$, se puede calcular K_C (aparente) de

$$K_C \text{ (aparente)} = \frac{V_o}{V_{cm}} = \frac{0.5 \, V}{1.0 \, V} = 0.5$$

Así, la relación de rechazo de modo común aparente es

$$CMRR \text{ (aparente)} = \frac{K_D}{K_C \text{ (aparente)}} = \frac{2 \times 10^4}{0.5} = 4 \times 10^4$$

y se ve que la relación de rechazo disminuye de 100,000:1 a 40,000:1.

Del ejemplo 15-3 queda claro que la salida de un amplificador diferencial se degrada con respecto a la del amplificador diferencial ideal (el cual presentaría un rechazo completo de señales de interferencia de modo común) por el desequilibrio de impedancia así como por su relación de rechazo de modo común finita (determinada en gran parte por la igualación imperfecta de los valores de resistencia del circuito). Por ello es deseable ya sea tratar de reducir al mínimo el desequilibrio de la impedancia o bien reducir el voltaje de modo común v_c en la tierra de la fuente de señales mediante el *blindaje de entrada*. En el capítulo 16 se presenta la técnica de reducción de voltaje de modo común en el punto de tierra de la fuente de señales mediante

el blindaje de entrada. Como regla general, al seleccionar un amplificador operacional para obtener un mejor desempeño, no se debe seleccionar un amplificador con una alta relación de rechazo en modo común, sino es mejor seleccionar un amplificador con una ganancia más alta o aumentar la señal de realimentación. La razón de preferir ese método es que el término del error de la relación de rechazo en modo común es por lo general varios órdenes de magnitud menor que el término del error de la ganancia de dc.

Medición de la Relación de Rechazo de Modo Común (CMRR)

Para medir esta relación de un amplificador diferencial, se selecciona un nivel conveniente de voltaje diferencial. Este voltaje, ΔV , se alimenta al amplificador y también se mide cuidadosamente. El voltaje de salida V_o para este ΔV también se mide. A continuación, se unen entre sí las dos entradas al amplificador y se emplean como una entrada única en modo común. Se aplica una señal de entrada con voltaje V_c a esta entrada de modo común y se aumenta su amplitud hasta obtener el mismo voltaje de salida V_o que el ΔV que se midió. De la ecuación (15-9) se puede mostrar que

$$\text{CMRR} = \frac{V_c}{\Delta V} \bigg|_{V_o = \text{constante}}$$

y los valores medidos de V_c y de ΔV permiten calcular la relación de rechazo de modo común utilizando esta ecuación.

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

Estos amplificadores son básicamente amplificadores de corriente directa de alta ganancia con entradas diferenciales y una salida. El amplificador operacional ideal responde sólo a la diferencia de voltaje entre las dos terminales de entrada. En la figura 15-8 se muestra el símbolo general de los amplificadores operacionales. Los amplificadores de una sola entrada (es decir, con una terminal de entrada a tierra) se pueden tratar como un caso especial donde la terminal (—) de entrada del tipo general está conectada a tierra [figura 15-8 b)]. La principal diferencia entre los amplificadores operacionales y los amplificadores diferenciales ordinarios es que los primeros

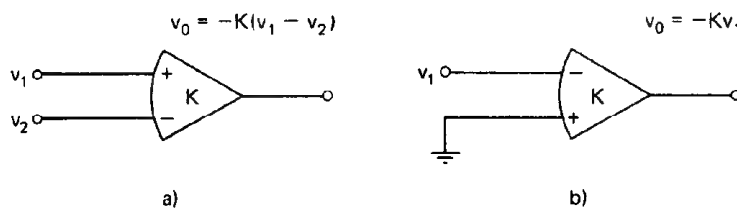


Figura 15-8 a) Símbolo general para un amplificador operacional; b) amplificador operacional con una entrada a tierra (es decir, entrada de un extremo).

están diseñados para emplearse con redes externas de realimentación. Esto es, una parte de la señal de salida del amplificador operacional se realimenta o se regresa a su entrada a través de varias trayectorias, dependiendo de la función específica del amplificador operacional. Es debido a esta particularidad que se puede emplear el amplificador operacional para llevar a cabo tan extraordinario número de funciones diferentes.

El término *amplificador operacional* se originó debido a que se diseñaron primero amplificadores de alta ganancia, de cd y de realimentación para llevar a cabo *operaciones* matemáticas de suma, resta e integración en computadoras analógicas. Se han quedado con este nombre aún cuando su empleo se ha extendido a un vasto número de aplicaciones de medición y control fuera del campo de la computación analógica.

El amplificador operacional se fabrica en unidades completas, con circuitos integrados o con componentes discretos. En ambos casos el diseñador de sistemas de instrumentación puede incorporar amplificadores operacionales completos en su sistema. Debido a la facilidad de incorporación de las unidades completas, se ha simplificado mucho el diseño y construcción de los nuevos sistemas de medición.

Características de los Amplificadores Operacionales

Se dice que el amplificador operacional, sin realimentaciones conectadas a él, trabaja en modo de *circuito abierto* (es decir, su circuito de realimentación no está cerrado). Las características ideales del amplificador operacional en este modo de circuito abierto son

1. Ganancia = ∞
2. Ancho de banda = ∞
3. Impedancia de entrada = ∞
4. Impedancia de salida = 0
5. Señal de salida, $V_O = 0$ cuando $V_2 = V_1$

Desde luego, los amplificadores operacionales reales no pueden cumplir con esas especificaciones ideales de circuito abierto. En lugar de ello, se les diseña para que se aproximen tanto como sea posible a ellas. Los amplificadores operacionales reales tienen ganancias que van de 10^3 a los 10^9 (típicamente 10^5) y una respuesta plana (es decir, ganancia constante) desde frecuencia cero hasta varios kilohertz. La impedancia de entrada es de 10^5 a los $10^{12} \Omega$, mientras que la impedancia de salida es de aproximadamente 25 a 50 Ω . Como los amplificadores operacionales reales no tienen impedancia de entrada infinita, su corriente de entrada no es cero. Esta pequeña corriente origina un voltaje de corrimiento en la salida que puede compensarse parcialmente introduciendo una resistencia R_C como se muestra en la figura 15-9. El valor de la resistencia de compensación R_C para los amplificadores que aparecen en la figura 15-9 es

$$R_c = \frac{R_{ent} R_f}{R_{ent} + R_f} \quad (15-12)$$

Se puede omitir la resistencia R_C siempre que el voltaje de corrimiento afecte en forma adversa el voltaje de salida. Sin embargo, el voltaje de corrimiento es muy importante y no se puede ignorar cuando se usan los amplificadores operacionales en circuitos de acondicionamiento de señales pequeñas como las de los termopares, las galgas extensométricas y las salidas de circuitos puente cercanas a cero. Una prueba sencilla que puede mostrar si un amplificador operacional está funcionando en su región lineal es medir la diferencia de voltaje entre las terminales no inversora (+) y la inversora (—). La diferencia de voltaje debe ser cero. Esto implica que las dos terminales siempre están al mismo voltaje para una operación lineal. Con base en esto y el hecho de que la corriente de entrada es cero, se pueden analizar la mayor parte de los circuitos de amplificadores operacionales empleando ecuaciones de nodos. Por ejemplo, se puede calcular la ganancia de voltaje en el circuito de la figura 15-9 como se explica en el siguiente párrafo.

Como la terminal positiva del amplificador operacional está conectada a tierra, su voltaje debe ser cero con respecto a tierra. Esto hace que la terminal negativa (—) esté a tierra, lo que se llama comúnmente una tierra virtual. La corriente de entrada se puede calcular empleando la Ley de Ohm.

$$i_{ent} = \frac{V_{ent}}{R_{ent}}$$

La corriente de entrada sólo puede pasar a través de la resistencia de realimentación, R_f , por lo tanto,

$$V_{sal} = -i_{ent} (R_f) = -\left(\frac{V_{ent}}{R_{ent}}\right) R_f \quad (15-13)$$

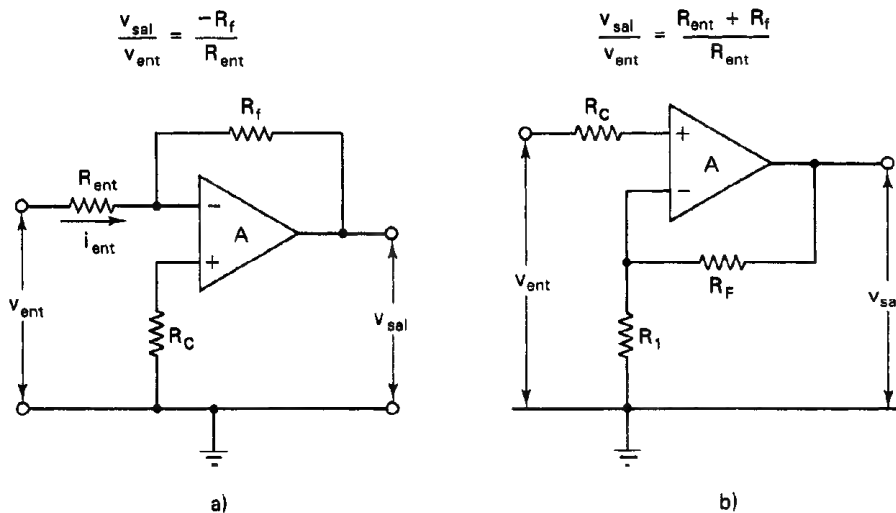


Figura 15-9 a) Configuración de amplificador inversor; b) configuración de amplificador no inversor.

El amplificador operacional es muy valioso como amplificador de propósito general debido principalmente a su alta ganancia. Esta característica hace posible utilizar conexiones externas de realimentación de tal forma que la *ganancia general o las características de la señal de salida del amplificador dependan principalmente de los valores de los elementos en la trayectoria de realimentación*. Los componentes eléctricos pasivos que casi siempre se emplean para constituir los elementos del trayecto de realimentación tienen valores estables y conocidos con exactitud. Por lo tanto, se pueden controlar con exactitud las características generales de salida del amplificador operacional, *independientemente* de las propiedades del elemento amplificador mismo.

Una vez que se conecta un trayecto de realimentación al amplificador operacional básico que se muestra en la figura 15-8, se dice que el amplificador está trabajando en *modo de circuito cerrado* (véase la figura 15-9). Los dos circuitos básicos de amplificación de circuito cerrado en los que se pueden conectar los amplificadores operacionales son 1) la configuración de *amplificador inversor* y 2) la configuración de *amplificador no inversor*. Otro circuito muy importante que en realidad es una combinación de los dos circuitos básicos es la configuración de *amplificador diferencial*.

En la figura 15-9 a) se muestra la configuración de *amplificador inversor*. En este circuito, se conecta a tierra la entrada (+), la señal se aplica a la entrada (—) a través de R_{ent} y la realimentación se regresa a la salida a través de R_f . La ganancia de un amplificador operacional ideal conectado en la configuración inversora es

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{-R_f}{R_{ent}} \quad (15-14)$$

La ecuación (15-14) muestra que el voltaje de salida V_{sal} es negativo (siempre que $V_{ent} > 0$, desde luego) y que la ganancia puede variarse ajustando R_{ent} o R_f .

La figura 15-9 b) muestra la configuración de *amplificador no inversor*. En este circuito se ve que el voltaje de salida tiene la misma polaridad que el voltaje de entrada, la señal de salida se aplica a la terminal (+) y se puede demostrar que la ganancia es

$$\frac{V_{sal}}{V_{ent}} = \frac{R_{ent} + R_f}{R_{ent}} \quad (15-15)$$

En la ecuación (15-13) se ve que el límite inferior de la ganancia de la configuración no inversora se presenta cuando $R_f = 0$, y esta ganancia mínima es por lo tanto *la unidad*. En el caso ideal, la impedancia de entrada de esta configuración es infinita. La característica de ganancia mínima y la alta impedancia de entrada de la configuración no inversora se usan en el circuito seguidor de voltaje de la figura 15-10.

El circuito *seguidor de voltaje* tiene este nombre debido a que la salida V_o es igual en signo y magnitud al voltaje de entrada. La función de este circuito es aislar la salida de la entrada del dispositivo. En consecuencia, la impedancia de entrada puede ser muy alta (hasta de $10^{14} \Omega$) y la impedancia de salida muy baja (menos que

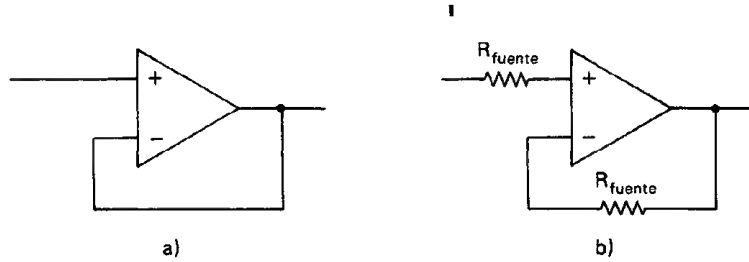


Figura 15-10 Seguidor de voltaje: a) circuito común; b) con compensación de corriente.

1 Ω). Con esta posibilidad, se puede tomar menos de 1 pA de un circuito cuyo voltaje se esté midiendo mediante un instrumento si se emplea un seguidor de voltaje como su elemento de entrada.

La configuración de *amplificador diferencial*, que se muestra en la figura 15-11, es una combinación de las configuraciones inversora y no inversora. Tiene señales aplicadas a ambas entradas y emplea las características naturales de amplificador diferencial del amplificador operacional. La ganancia del componente diferencial de la señal de entrada, $\Delta V = v_1 - v_2$, es

$$K_D = \frac{v_{sal}}{\Delta v} = \frac{R_f}{R_{ent}} \quad (15-16)$$

Si la relación R_f/R_{ent_1} es igual a la relación R_f/R_{ent_2} , la ganancia del componente de modo común de la señal de entrada, $v_{cm} = (v_1 + v_2)/2$ será cero (ya que, por definición, el amplificador no tiene ganancia cuando se aplican señales iguales a ambas entradas). Así, un amplificador operacional ideal y resistencias igualadas perfectamente tendrían una relación de rechazo en modo común infinita.

Si se conectan ramas adicionales con resistencias al punto A de la figura 15-12, se puede demostrar que la señal de salida es igual a

$$V_{sal} = -\left(V_1 \frac{R_f}{R_1} + V_2 \frac{R_f}{R_2} + V_3 \frac{R_f}{R_3}\right) \quad (15-17)$$

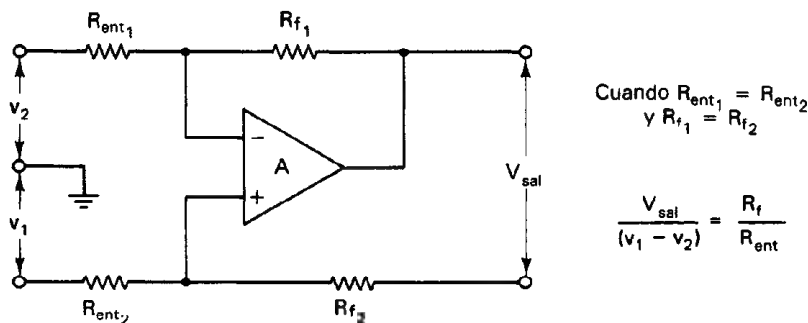


Figura 15-11 Configuración del amplificador diferencial.

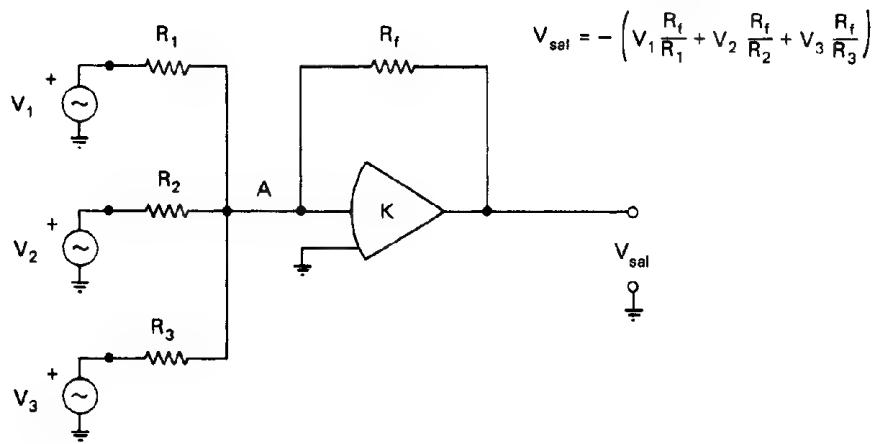


Figura 15-12 Amplificador en configuración de sumador.

Si $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$ en esta ecuación, entonces

$$V_{sal} = -(V_1 + V_2 + V_3) \quad (15-17a)$$

De este modo, el negativo de la suma de las señales aplicadas a las entradas de este circuito aparece en la salida. Nótese que para obtener un valor positivo de salida habría que añadir un amplificador inversor con ganancia unitaria en serie con el amplificador sumador.

Si se sustituye la resistencia R_f en el circuito de realimentación de la figura 15-9 por un capacitor C_f , el amplificador operacional se vuelve un *integrador*, véase la figura 15-13. De la ecuación (15-14) se tiene que la salida del voltaje del amplificador operacional con esa realimentación es

$$v_{sal} = -\frac{1}{RC} \int v_{ent} dt \quad (15-18)$$

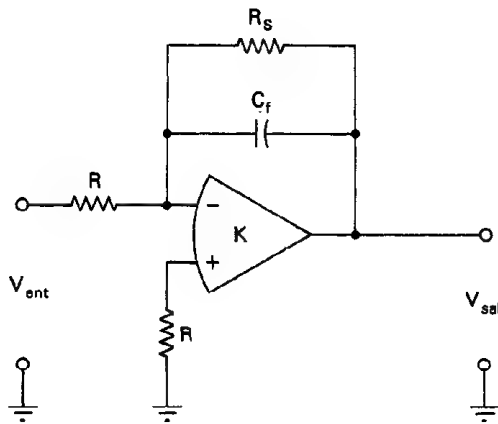


Figura 15-13 Integrador.

El integrador es un circuito de baja frecuencia en el que la frecuencia no debe ser mayor que

$$f < \frac{1}{2\pi R_s C} \quad (15-19)$$

Hay un gran número de circuitos diferentes que se pueden construir con los amplificadores operacionales, incluyendo fuentes de voltaje de precisión, amplificadores logarítmicos, fuentes de voltaje a corriente, reguladores de fuentes de poder de corriente directa, amplificadores de carga y limitadores de voltaje. Los lectores interesados en el empleo de amplificadores operacionales como elementos para crear esos circuitos pueden consultar los textos dedicados a aplicaciones de amplificadores operacionales. Uno de los mejores es el *The IC Op-Amp Cookbook* (El recetario de amplificadores operacionales de circuito integrado) por Jung (Referencia 3).

Amplificadores Operacionales Reales y sus Limitaciones

Como se hizo notar en la sección introductoria sobre las características de los amplificadores operacionales, los amplificadores reales sólo se pueden aproximar a las características de los dispositivos ideales. En esta sección se estudian con más detalle esas desviaciones de lo ideal. Se verá que en muchas aplicaciones, las diferencias entre los comportamientos ideal y real tiene un efecto insignificante sobre los resultados. En otros casos, resultará bastante error en comparación con lo ideal debido al comportamiento de los amplificadores operacionales reales.

A continuación se especifica la señal estándar del amplificador operacional (figura 15-14). El símbolo básico es el triángulo, que en el ambiente electrónico se sobreentiende que implica amplificación. Las entradas están en la base del triángulo y la salida en el vértice. La entrada no inversora (+) se dibuja por lo general como la inferior de las dos entradas. El tipo o número de parte del amplificador aparece al centro del triángulo, pero si el circuito es uno general (sólo se indica que se usa un amplificador operacional), el símbolo usado es A. Se dibujan las puntas de la fuente de alimentación extendiéndose arriba y abajo del triángulo como se muestra en la figura 15-14. Sin embargo, esas puntas a veces no se dibujan (en aras de la simplici-

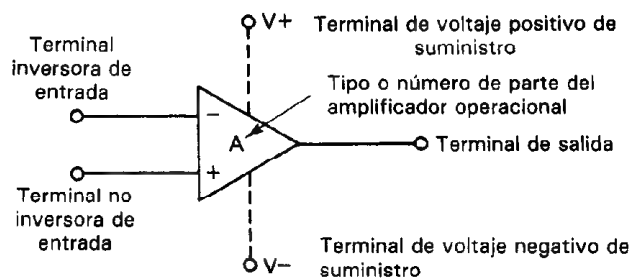


Figura 15-14 Símbolo del amplificador operacional estándar.

dad), pero como un amplificador siempre necesita potencia de corriente directa para funcionar, siempre se implica su presencia.

En la tabla 15-2 se muestran los parámetros importantes de los amplificadores operacionales ideales y reales típicos. Se tratará brevemente cada uno de ellos y se hará notar dónde se hacen importantes las desviaciones con respecto al dispositivo ideal.

- **Ganancia de circuito abierto.** Una principal fuente de error en las aplicaciones de los amplificadores operacionales puede deberse al hecho de que la ganancia de circuito abierto del amplificador operacional no es infinita. En realidad, la ganancia de circuito abierto de los amplificadores reales difiere del ideal en dos aspectos: 1) la ganancia de corriente directa no es infinita, y 2) el ancho de banda no es infinito. El efecto de la ganancia de cd no infinita sobre la ganancia real de circuito cerrado de la configuración de amplificador inversor [figura 15-9 a)] es reducir la ganancia real de su valor ideal. Para mantener el error debido a este efecto por debajo del 0.1 por ciento, se debe obedecer la siguiente relación:

$$\frac{A_{VOL} R_{ent}}{R_f} \geq 10^3 \quad (15-19)$$

siendo A_{VOL} la ganancia del amplificador operacional en circuito abierto. Esta limitación no es severa, porque A_{VOL} es típicamente mucho mayor que 10^4 . Así, si se puede obedecer la ecuación (15-9), el efecto de A_{VOL} finito no ocasiona diferencia significativa entre los comportamientos ideal y real.

- **Ancho de banda de 3 dB en circuito abierto.** Como se mencionó antes, la ganancia en circuito abierto cae desde el valor máximo de cd a alguna frecuencia baja (la mayor parte de las veces cerca de 10 Hz en amplificadores operacionales de propósito general compensados). Esta caída continúa a 20 dB por década de frecuencia (véase

TABLA 15-2 PARAMETROS TÍPICOS DE UN AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL, COMPARADOS CON LOS CORRESPONDIENTES A UNO REAL

	Parámetros	Ideal	Real
Ganancia de circuito abierto	A_{VOL}	∞	10^5
Ancho de banda de 3 dB en circuito abierto	BW_{OL}	∞	10 Hz
Impedancia de entrada	Z_{ent}	∞	10^5 – $10^{12} \Omega$
Impedancia de salida	Z_{sal}	0	50 Ω
Voltaje de corrimiento de entrada	V_{OS}	0	2 mV
Corriente de polarización de entrada	I_{OS}	0	50–300 nA
Relación de rechazo de modo común	CMRR	∞	10^4 – 10^5
Velocidad de cambio	SR	∞ V/ μ s	1 V/ μ s
Capacidad de corriente de salida	$I_{sal(m\acute{a}x)}$	∞	100 mA
Capacidad de voltaje de salida	$V_{sal(m\acute{a}x)}$	∞	± 10 V
Voltaje máximo de modo común	$V_{mc(m\acute{a}x)}$	∞	± 10 V

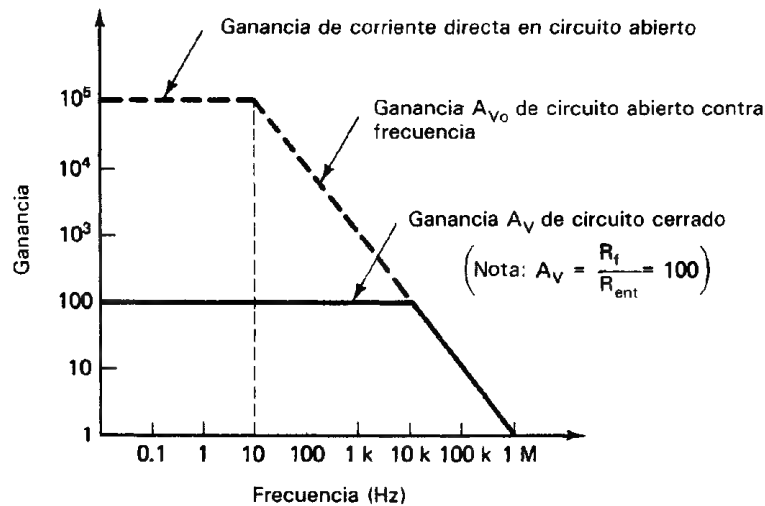


Figura 15-15 Gráfica típica de un amplificador operacional *compensado* conectado en configuración de amplificador inversor, que muestra la ganancia de voltaje de circuito abierto (A_{vo}) contra la frecuencia y la ganancia de voltaje de circuito cerrado (A_v) contra la frecuencia (para el caso en que $A_v = 100$).

la figura 15-15) hasta que se alcanza la frecuencia f_c de ganancia unitaria (típicamente a 1 MHz). Para permitir un ancho de banda en circuito cerrado, se debe reducir la ganancia de circuito cerrado. Este hecho se expresa por la relación de que el producto de la ganancia en circuito cerrado A_v por el ancho de banda da un producto ganancia-ancho de banda GBP que es constante en un amplificador:

$$\text{Producto de ganancia por ancho de banda} = A_v \cdot BW = \text{constante} \quad (15-20)$$

Por ejemplo, si un amplificador operacional tiene un $A_{VOL} = 10^5$ y $BW_{OL} = 10$ Hz, entonces el producto ganancia-ancho de banda = 10^6 . Si se desea que este amplificador tenga un ancho de banda en círculo cerrado de 10 kHz, su ganancia máxima de circuito cerrado estará limitada a 100 (véase la figura 15-15). Esto implica también que si se puede aumentar el producto ganancia-ancho de banda de un amplificador operacional, se pueden obtener mayores anchos de banda para una ganancia idéntica en circuito cerrado. Se deben buscar técnicas para extender correctamente el producto de ganancia-ancho de banda de los amplificadores operacionales (para permitir su funcionamiento a mayores frecuencias) en otras referencias, porque van más allá del propósito de la descripción en este libro. Sin embargo, para muchas aplicaciones, no hay necesidad de extender la respuesta a la frecuencia del amplificador operacional más allá de la que se consigue nominalmente. Así, para las aplicaciones "ordinarias" es mejor seleccionar amplificadores operacionales que sean del tipo *compensados* y que no necesiten componentes adicionales (por ejemplo, el $\mu 741$ es un amplificador operacional muy empleado).

- *Impedancia de entrada.* El efecto de una impedancia de entrada finita (en lugar de infinita) es reducir la ganancia de circuito del amplificador. Sin embargo, si la resistencia de entrada del amplificador r_{ent} es mayor que 10 veces la impedancia de salida de la red de realimentación (es decir, $r_{ent} > 10 \times (R_{ent} \parallel R_f)$), el error debido a la carga de la resistencia de entrada será insignificante. Nótese que la resistencia de entrada de los amplificadores operacionales va desde unos 10^6 para los modelos de propósito general hasta $10^{13} \Omega$ en los dispositivos con entrada de transistores de efecto de campo (FET).

- *Impedancia de salida.* Aunque un valor típico de impedancia de salida es 50Ω , en el modo de operación de circuito cerrado este valor cae a menos de 0.1Ω en verdad bastante pequeño para ignorarlo en la mayor parte de las aplicaciones.

- *Voltaje de corrimiento de salida.* Cuando se usa un amplificador operacional como amplificador de cd, v_{sal} debe ser cero cuando el voltaje de entrada v_{ent} es cero. En la realidad aparece un voltaje de cd en la salida de amplificadores operacionales reales aún cuando no esté presente una señal de voltaje de entrada. Este voltaje de corrimiento de salida puede limitar en forma drástica la exactitud del amplificador. Hay dos componentes principales que producen el voltaje de corrimiento de salida, cada uno causado por un efecto diferente: 1) voltaje de corrimiento de entrada y 2) corriente de polarización de entrada.

El voltaje de corrimiento de entrada v_{io} es un voltaje pequeño, relativamente constante, pero depende de la temperatura, que existe entre las terminales de entrada de un amplificador operacional aún cuando no haya señal de entrada. Se origina por acoplamiento imperfecto de características componentes dentro de la etapa de entrada del amplificador. Puede manejarse como un pequeño voltaje en serie con uno de las entradas. Por lo tanto, a menos de que sea compensado v_{io} se amplificará por el mismo factor que la señal de entrada, y v_{sal} no será cero aún cuando $v_{ent} = 0$. En la mayor parte de los amplificadores, se tiene forma de ajustar a v_{io} a cero a una determinada temperatura constante (p. ej., 25°C) con un potenciómetro externo. Sin embargo, como los cambios de temperatura cambiarán el estado de balance en la etapa de entrada, volverá a reaparecer algo de voltaje de entrada Δv_{io} debido a tales variaciones de temperatura (p. ej., Δv_{io} puede ser de 0.1 a $75 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ dependiendo del amplificador operacional específico). Si se requiere una deriva total mínima (después de anular el voltaje de corrimiento de entrada) se debe seleccionar un amplificador con especificación de una deriva baja de corrimiento para la aplicación.

Corriente de polarización de entrada i_b es la corriente que fluye por las entradas de un amplificador no ideal (es decir, $Z_{ent} \neq \infty$) debido a fuga de corrientes, corrientes de compuerta, etc., de los componentes del amplificador. Se encuentra presente aún cuando $v_{ent} = 0$ y puede ir desde $1.0 \mu\text{A}$ hasta de 1.0 pA (en amplificadores operacionales de transistores de efecto de campo con impedancia de entrada muy

alta). La caída de voltaje generada por i_b a través de las resistencias de entrada R_{ent} y R_f origina que aparezca un voltaje v_b en las entradas del amplificador según

$$v_b = i_b \frac{R_{ent} R_f}{R_{ent} + R_f} \quad (15-21)$$

Como con v_{io} , el v_b se amplifica con el mismo factor que la señal de entrada. Para reducir al mínimo v_b (y reducir así cualquier error en V_{sal} originado por i_b), 1) la resistencia paralela de R_f y R_{ent} debe ser pequeña, o bien 2) se debe emplear un amplificador operacional con i_b baja, o bien 3) se debe conectar una resistencia equivalente, $R_{ef} = (R_f \text{ en paralelo con } R_{ent})$ a la configuración (+) de entrada que se muestra en la figura 15-9 a). Esta última técnica hace que aparezca un voltaje v_b (—) en la entrada (+) y sirve para cancelar a v_b debido a que i_b aparece en la terminal (—). Así, si $i_b (+) = i_b (-)$, se puede hacer razonablemente pequeño el voltaje de corrimiento debido a i_b . (Nótese que i_b también es muy sensible a cambios de temperatura y se debe consultar la especificación del amplificador operacional referente a $\Delta i_b / \Delta T$ si se sospecha de la existencia de este problema.)

• *Velocidad de cambio.* Otra fuente potencialmente importante de error debido a las características de los amplificadores operacionales reales es su incapacidad para cambiar instantáneamente el valor de su voltaje de salida. Esto es, la *velocidad de cambio* (o rapidez máxima de cambio del voltaje de salida del amplificador) es finita. Por ejemplo, si se aplica una onda cuadrada o una senoidal al amplificador, se tendrá una distorsión en la salida bajo condiciones de limitación de la velocidad de cambio (figura 15-16). Como se ve en la figura 15-16, después de aplicar una entrada de onda cuadrada de tamaño natural, la salida del amplificador se separa, o cambia a su velocidad máxima hasta que alcanza el valor de salida requerida. Bajo respuesta limitada por la velocidad máxima hasta que alcanza el valor de salida requerida. Bajo respuesta limitada por la velocidad de cambio, el voltaje de salida cambiará a una velocidad de cambio máxima (SR) de

$$SR = \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (15-22)$$

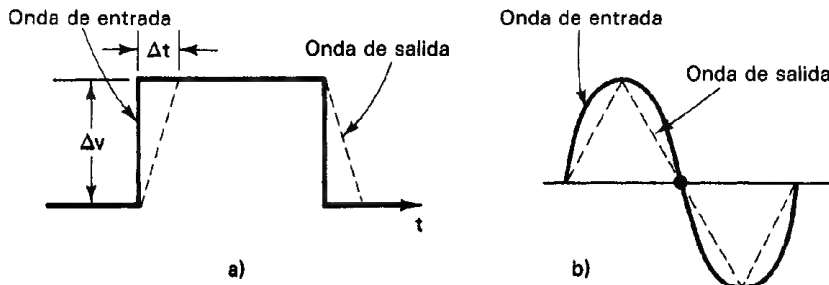


Figura 15-16 Ejemplos de distorsiones en las ondas de salida del amplificador, debidas a las condiciones de limitación de velocidad de cambio: a) entrada de onda cuadrada; b) entrada de onda senoidal.

Lo usual es especificar la velocidad de cambio en términos de volts por microsegundo ($V/\mu s$) y puede variar desde $1 V/\mu s$ hasta $1000 V/\mu s$. La relación entre la velocidad de cambio, la amplitud máxima de una salida senoidal (V_p) y la frecuencia máxima no distorsionada (f_m) está dada por

$$SR = 2\pi f_m V_p \quad (15-23)$$

Así, si una salida de amplificador operacional tiene una amplitud de 2 V y si su velocidad de cambio es de $5 V/\mu s$, la frecuencia máxima de entrada senoidal que no producirá distorsión en la señal de salida es 796 kHz.

- *Relación de rechazo en modo común (CMRR).* Esta relación es típicamente de 10^5 para los amplificadores operacionales (rechazo de modo común = 100 dB) a +5 V, y de 10^4 (rechazo de modo común = 80 dB) a +10 V.

- *Capacidad de voltaje y corriente de salida y voltajes en modo común máximos.* La capacidad de voltaje de salida es menor que los voltajes de las fuentes de alimentación (que son por lo común de $\pm 12 V$ a $\pm 18 V$). La capacidad de corriente de salida varía considerablemente con el amplificador operacional específico y puede alcanzar desde 5 hasta 50 mA. Se define la capacidad de voltaje en modo común máxima, como el voltaje pico de modo común máximo que produce un error menor al 1 por ciento en la salida (típicamente $\pm 10 V$).

AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

Muchas aplicaciones en laboratorios e industria necesitan de la medición de señales analógicas de bajo nivel que se originan en fuentes remotas (como por ejemplo los termopares, galgas extensométricas, derivaciones de corriente y sensores biológicos). Esas señales se deben amplificar mediante dispositivos que posean la ganancia, impedancia de entrada, relación de rechazo de modo común y estabilidad adecuadas. Es común seleccionar los amplificadores de instrumentación para esas aplicaciones, porque son amplificadores diseñados específicamente para cumplir con estos requisitos. En la introducción de un artículo de J. Riskin² Analog Devices se define en forma muy elegante los *amplificadores de instrumentación*:

Un amplificador de instrumentación es un dispositivo de precisión de ganancia de voltaje diferencial que se optimiza para funcionar en un medio hostil para mediciones de precisión. El mundo real se caracteriza por desviaciones de lo ideal: la temperatura varía, existe ruido eléctrico y las caídas de voltaje debidas a la corriente a través de la resistencia de los conductores desde ubicaciones remotas, son dictadas según las leyes de la física. Además, los transductores reales casi nunca presentan impedancia de salida cero y modos rangos de voltaje de cero a diez volts. Siempre está presente interferencia eléctrica.

²Riskin, J., *A User's Guide to IC Instrumentation Amplifiers* (Guía del usuario de amplificadores de instrumentación de circuito integrado) (Norwood, Mass.: Analog Devices, 1978).

ca (ruido) inducida, de fuga o acoplada hasta cierto grado; en pocas palabras se debe tomar con reservas aún el mejor “recetario”.

Los amplificadores de instrumentación están hechos para emplearse siempre que sea difícil la adquisición de una señal útil. Los amplificadores de instrumentación deben tener impedancias de entrada muy altas debido a que las impedancias de la fuente pueden ser altas y/o desbalanceadas. Las corrientes de polarización y corrimiento son bajas y relativamente estables de modo que la impedancia de la fuente no necesita ser constante. Se suministran entradas diferenciales balanceadas para que la fuente de señal pueda ser referida a cualquier nivel razonable independiente de la referencia de carga de salida del amplificador de instrumentación. El rechazo en modo común, una medida del balance de entrada, es muy alto, de modo que la captación de ruido y las pérdidas a tierra, características de aplicaciones de sensores remotos, son minimizadas.

También se incluyen en esta categoría de amplificadores la importante subclase de los *amplificadores de aislamiento*.

Como preamplificadores, los amplificadores de instrumentación son capaces de extraer señales diferenciales pequeñas de voltaje grandes en modo común. En los sistemas analógico-digital, las amplitudes de su señal de salida están adaptadas para satisfacer los requisitos necesarios de la señal de entrada de los convertidores receptores analógico-digital (generalmente de 5 V o de 10 V de escala completa). También se emplean en aplicaciones especiales de medición de corriente, esto es, amplificando los voltajes pequeños que aparecen a través de derivaciones de baja resistencia insertadas en las líneas de alto voltaje.

A continuación se tratarán tres tipos diferentes de amplificadores de instrumentación:

1. El amplificador operacional sencillo conectado en configuración de amplificador diferencial.
2. El amplificador de instrumentación de tres amplificadores operacionales.
3. Los amplificadores de instrumentación fabricados comercialmente.

Se verá que los tres varían tanto en complejidad como en eficacia para llevar a cabo las tareas necesarias de amplificación.

Se puede emplear un solo amplificador operacional como amplificador de instrumentación si se conecta en la configuración de amplificador diferencial que se muestra en la figura 15-8. Los amplificadores operacionales que se emplean de este modo son el tipo más sencillo de amplificadores de instrumentación, pero sus relaciones de rechazo de modo común están limitadas a un valor máximo igual a la relación correspondiente del amplificador operacional. (De la tabla 15-2 se deduce que la relación de rechazo de modo común de los amplificadores operacionales sencillos varía entre 10^4 a 10^5 .) Sin embargo, si las resistencias de ajuste de ganancia del circuito amplificador (R_{ent_1} y R_{ent_2} y R_{f_1} y R_{f_2} de la figura 15-8) no se igualan perfectamente, la relación de rechazo en modo común real (o la relación correspondiente aparente) del amplificador de instrumentación con amplificador operacional único

se degradará (como se indica en la tabla 15-1). Además, este tipo de amplificador de instrumentación es muy vulnerable a una degradación aún mayor de la relación de rechazo en modo común por los balances de la impedancia de la fuente, que debido a la impedancia de entrada relativamente baja de los amplificadores operacionales adecuados (de unos $10^6 \Omega$). Sin embargo, se puede emplear de manera satisfactoria este circuito sencillo para las numerosas aplicaciones para las que es adecuada la relación de rechazo en modo común aparente de los amplificadores de instrumentación de un amplificador operacional.

El segundo tipo de amplificadores de instrumentación se hace con tres amplificadores operacionales y las resistencias adecuadas (figura 15-17). Esos amplificadores son más complejos, pero dan un mejor desempeño (debido a su mayor impedancia de entrada y mejor relación de rechazo de modo común) con respecto al de un solo amplificador operacional.

Lo usual es que el de tres amplificadores presente una relación de rechazo aproximadamente 10 veces mayor que el de un solo amplificador (suponiendo que los dos se diseñen con tolerancias idénticas en sus componentes y tipos de amplificadores operacionales). Además, la mayor impedancia de entrada del tipo de tres amplificadores es menos susceptible a degradación de relación de rechazo de modo común por desequilibrio de impedancia. Para un gran número de aplicaciones de

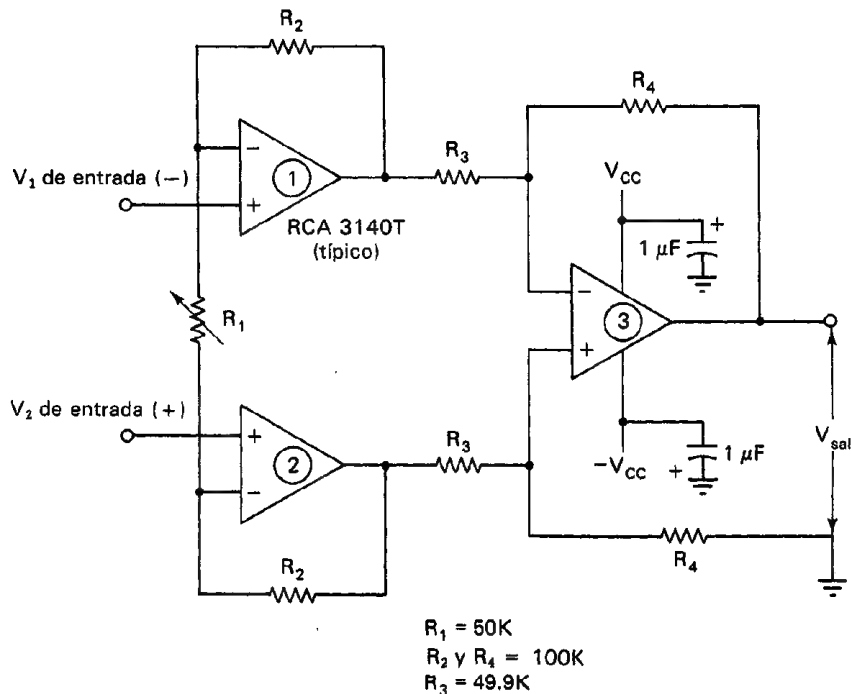


Figura 15-17 Amplificador de instrumentación elaborado a base de amplificadores

medición en laboratorio, el amplificador de instrumentación de tres amplificadores operacionales da un desempeño excelente. A continuación se describe con mayor detalle.

Los amplificadores operacionales ① y ② del tipo de tres amplificadores (figura 15-17) se conectan en la configuración de seguidor de voltaje que se presentó en la figura 15-10 b). Estos dos seguidores de voltaje sirven para establecer la altísima impedancia de entrada que presenta este tipo de amplificador de instrumentación a las señales de entrada. Los dos seguidores de voltaje activan entonces al amplificador operacional ③, que está conectado en la configuración de amplificador diferencial para proporcionar la ganancia y el rechazo de voltaje de modo común. El voltaje de salida de ese amplificador de instrumentación es

$$v_o = \left(\frac{R_4}{R_3}\right)\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)(V_2 - V_1) \quad (15-24)$$

Cuando se mantienen los valores de R_2 , R_3 y R_4 iguales o con una aproximación mejor que el 0.1 por ciento, es posible obtener relaciones de rechazo en modo común de aproximadamente 100 dB. Los desequilibrios de impedancia de hasta 1 k Ω se pueden tolerar también sin degradación seria de la relación de rechazo en modo común. Con las fuentes de poder típicas de ± 15 V, el límite de amplitud para los voltajes de modo común es de aproximadamente ± 10 V para esos amplificadores de instrumentación de tres elementos. Nótese que el circuito de tres amplificadores para el amplificador de instrumentación de la figura 15-17 puede dar ganancias tan altas como 1000. Si se desea variar la ganancia con un ajuste sencillo, se necesita algo más de complejidad en el circuito. Consúltese la referencia 3 para mayores detalles acerca de cómo lograr esto.

El tercer tipo de amplificador de instrumentación que se describirá se vende comercialmente como una parte única compacta, lista para emplearse. Ese amplificador de instrumentación contiene por lo general circuitos modificados del amplificador de instrumentación de tres amplificadores operacionales que se acaban de describir. El mayor desempeño de los amplificadores de instrumentación que se fabrican comercialmente dan otra mejora de diez veces tanto en la relación de rechazo de modo común como en impedancia de entrada, con respecto a los tipos de tres elementos. Además, la ganancia de esos amplificadores de instrumentación se puede ajustar empleando una sola resistencia para ajuste externo de ganancia.

Un ejemplo de un amplificador de instrumentación que se puede conseguir es el AD521J de Analog Devices. Es un amplificador de instrumentación de bajo costo, fabricado comercialmente, con una impedancia de entrada de $3 \times 10^9 \Omega$ y una relación de rechazo en modo común de 3×10^4 (a una ganancia de 100 y desequilibrio de impedancia de fuente de 1 k Ω). Se puede ajustar la ganancia desde 0.1 hasta 1000 utilizando dos resistencias externas. Amplificadores de instrumentación comerciales algo más costosos pueden dar relaciones de rechazo de modo común en circuito de hasta 10^6 (Rechazo de modo común = 120 dB) e impedancias de entrada de hasta $10^{13} \Omega$. La tabla 15-3 muestra una comparación resumida de los tres tipos de amplificadores de instrumentación.

TABLA 15-3 COMPARACION ENTRE LOS AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTACION

	Relación de rechazo de modo común máxima	Z_{ent} (Ω)	Ventajas
Del tipo de amplificador operacional único	10^4	10^6	Simplicidad
Del tipo de tres amplificadores	10^5	10^9	Desempeño moderado, adecuado para muchas aplicaciones, fácil de diseñar y de fabricar
Amplificador de instrumentación comercial de alto rendimiento	10^6	10^{13}	Alto desempeño, ganancia ajustable, listo para usarse

Amplificadores de Aislamiento

Estos son una subclase especial de los amplificadores de instrumentación. En realidad son amplificadores diferenciales de corriente directa equipados con blindajes de resguardo del circuito de entrada y por lo tanto esos circuitos están separados "óhmicamente" (o sea, aislados eléctricamente) tanto del circuito de salida como de la fuente de poder del amplificador. Como resultado de ello, las corrientes de fuga y corrientes de circuito a tierra que fluyen por circuitos conteniendo amplificadores de aislamiento se restringen a valores muy pequeños (menos que $10 \mu\text{A}$). Además, los amplificadores de aislamiento ofrecen la posibilidad de protección de los componentes del sistema de medición contra voltajes muy altos (hasta de 5000 V) que se presentan en algunos ambientes industriales. Por ello encuentran aplicación en las siguientes tareas de medición para las que generalmente son inadecuadas los amplificadores ordinarios de instrumentación:

1. En aplicaciones de equipo electrónico médico, en donde por razones de seguridad es forzoso que los niveles de corriente de fuga que pasen a través de los pacientes conectados al equipo electrónico médico se restrinjan a valores extremadamente pequeños (p. ej., $< 10 \mu\text{A}$).
2. Cuando los voltajes de modo común en los circuitos que se estén probando estén entre los 500 y los 5000 V (p. ej., en las plantas generadoras eléctricas y otros sistemas de control de proceso de alto voltaje).
3. En aplicaciones donde exista un gran desequilibrio de impedancia, pero donde se necesite una alta relación de rechazo de modo común.

El circuito de entrada del amplificador de aislamiento se aísla encerrándolo en un blindaje de guarda flotante. (Consúltese el capítulo 16 para información adicional acerca del blindaje de entrada.) La señal de entrada amplificada se acopla al circuito de salida del amplificador mediante un elemento de aislamiento (ya sea un transformador de aislamiento o un acoplador optoelectrónico). La potencia de ope-

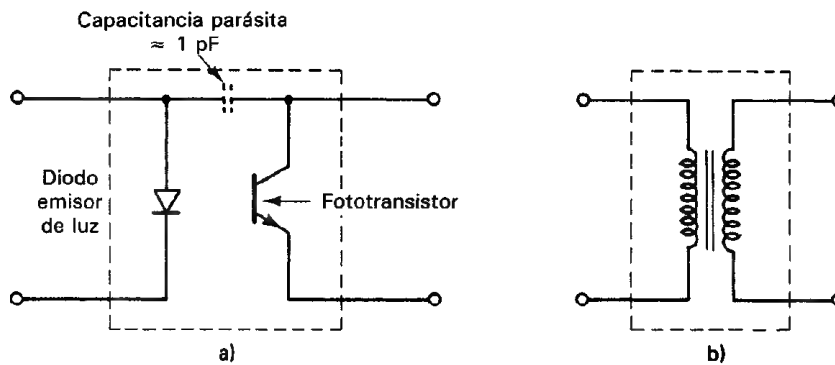


Figura 15-18 a) Aislador optoelectrónico; b) acoplador de aislamiento con transformador.

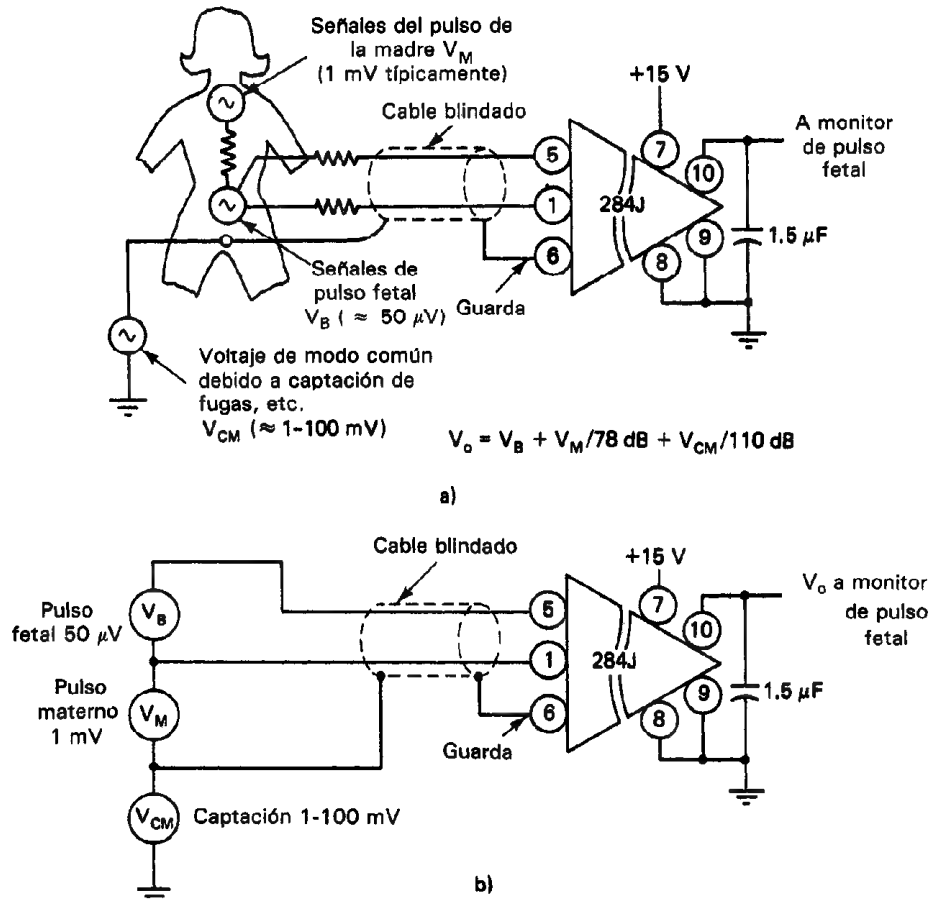
ración necesaria para el amplificador también se acopla en los circuitos blindados de entrada mediante un transformador de aislamiento.

El *acoplador optoelectrónico* se muestra en la figura 15-18 a) como elemento de aislamiento. Se montan un diodo emisor de luz y un fototransistor muy cerca uno del otro en un solo empaque. La luz del diodo, causada por la corriente i_1 , llega al fototransistor, dando lugar a una corriente i_2 . La información contenida por la corriente i_1 se pasa así al elemento fotodetector (el fototransistor) sin trayecto eléctrico alguno de acoplamiento. La luz es el eslabón de acoplamiento. Típicamente, la capacitancia de acoplamiento que existe entre el LED y el fototransistor de los acopladores optoelectrónicos es $\approx 1 \text{ pF}$. Estos tienen la ventaja, sobre los acopladores de transformador para aislamiento, de poder trabajar desde con corriente directa hasta aproximadamente 10 kHz. Sin embargo, no dan tanto aislamiento ni linealidad eléctricos.

Los dispositivos aisladores de acoplamiento mediante transformador, como el que se muestra en la figura 15-18 b) emplean el flujo magnético acoplado a través de transformador de manera que presenten mejor linealidad y una capacitancia C_c de acoplamiento mucho menor entre la entrada y la salida que los acopladores optotransformador de manera que presenten mejor linealidad y una capacitancia C_c de acoplamiento mucho menor entre la entrada y la salida que los acopladores optoelectrónicos (p. ej., $C_c = 0.1 \text{ pF}$ contra 1.0 pF), no trabajan en corriente directa o a muy bajas frecuencias y tienen un límite superior de frecuencia de aproximadamente 1 kHz.

Los amplificadores de aislamiento de bajo costo presentan baja capacitancia entre los circuitos de entrada y salida ($< 10 \text{ pF}$), alto rechazo de modo común (115 dB a 60 Hz), y altas capacidades de voltaje de modo común (hasta 5 kV). Un ejemplo de amplificador comercial de aislamiento es el AD284J de Analog Devices. Presenta un rechazo de modo común mínimo de 115 dB con balance de impedancia de $5 \text{ k}\Omega$ entre la entrada y la tierra y ganancia ajustable de 1 V/V hasta 10 V/V, una máxima fuga de corriente de $2.0 \mu\text{A rms}$ a 115 V ca y la capacidad de resistir voltajes de modo común de 2.5 kV (continuos) y 5 kV (pulsos). También presenta rechazo de

modo común de 78 dB entre el lado bajo de la entrada de señal y la guarda. (Se deben tomar en cuenta esta especificación en aplicaciones donde la guarda no se pueda conectar directamente al lado bajo de la fuente de señal.) La figura 15-19 a) muestra cómo se emplea un AD284J para seguir el pulso de un nonato. La figura 15-19 b) muestra un modelo de circuito equivalente de esta aplicación e indica cómo el rechazo de modo común de 78 dB entre los electrodos de entrada y el blindaje de guarda permite separar a la señal de los latidos cardiacos del feto ($50 \mu\text{V}$) de la señal de los latidos cardiacos de la madre (1 mV). Los 110 dB del rechazo de modo común de la entrada a tierra constituyen una pantalla para señales de modo común debidas a la captación de 60 Hz y demás interferencias.



Los 78 dB de rechazo de modo común del amplificador, entre la entrada y el blindaje, separan los latidos fetales de los de la madre, mientras que los 110 dB de rechazo de modo común entre la entrada y tierra atenúan la captación de 60 Hz.

Figura 15-19 Seguimiento de latidos cardiacos fetales con un amplificador de aislamiento.

PROBLEMAS

- Definanse los siguientes términos
 - Ganancia de voltaje A_v
 - Ganancia de potencia A_p
- Explíquese la diferencia entre amplificadores de corriente directa y de corriente alterna.
- Demuéstrese que las dos definiciones de ancho de banda de un amplificador (es decir, definidas en términos de ganancia de potencia y de ganancia de voltaje) son equivalentes.
- Si se dan las magnitudes de los voltajes de entrada y de salida de un amplificador, según la lista de abajo, calcúlese la ganancia de voltaje.
 - $v_i = 2 \text{ V}$, $v_o = 37 \text{ V}$
 - $v_i = 75 \text{ mV}$, $v_o = 13 \text{ V}$
 - $v_i = 50 \mu\text{V}$, $v_o = 42 \text{ mV}$
 - $v_i = 25 \text{ mV}$, $v_o = 21 \text{ mV}$
- Si aparece una señal de 50 mV a la salida de un amplificador de corriente directa cuando no se aplica señal alguna a su entrada, ¿es esto un evento inesperado? ¿Por qué sí o por qué no? ¿Cómo se puede reducir la magnitud de esta señal de salida?
- Un amplificador diferencial tiene una ganancia de $A_v = 120$. Cuando se mide la ganancia de modo común A_c , se obtiene $v_1 = 3 \text{ V}$ y $v_o = 15 \text{ mV}$. Calcúlese la relación de rechazo de modo común y el rechazo de modo común de este amplificador.
- Calcúlese los voltajes de salida para los circuitos de amplificadores operacionales que se muestran en la figura P15-1.

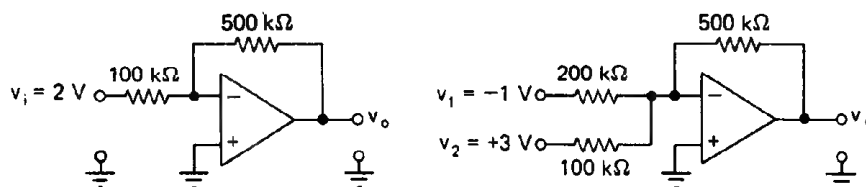


Figura P15-1

- Como se diseña un amplificador básicamente para multiplicar la magnitud de una señal de entrada por cierta cantidad constante, ¿qué ventaja tiene un amplificador operacional con una trayectoria de realimentación para llevar a cabo esencialmente el mismo objetivo?
- Explíquese por qué con frecuencia es deseable la propiedad de tener alta impedancia de entrada de los amplificadores.
- Hágase una lista de las aplicaciones que hacen que el amplificador operacional sea un dispositivo tan versátil en el diseño de la instrumentación de medición.

REFERENCIAS

- Millman, J., y Halkias, C.C., *Integrated Electronics* (Electrónica integrada). New York: McGraw-Hill, 1972.

2. Irvine, R.G., *Operational Amplifier Characteristics and Applications* (Características y aplicaciones de los amplificadores operacionales), 2a. ed., Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1987.
3. Jung, W., *IC Op-Amp Cookbook* (Recetario de amplificadores operacionales de circuito integrado), Indianapolis, Ind.: Howard W. Sams, 1976.
4. Diefenderfer, A.J. *Principles of Electronic Instrumentation* (Fundamentos de instrumentación electrónica), Cap. 9. Philadelphia, Pa.: W.B. Saunders, 1979.
5. Strong, P., *Biophysical Measurements* (Mediciones biofísicas). Cap. 19 Beaverton, Ore.: Tektronix, 1970.
6. Garret, P.H., *Analog Systems for Microprocessors and Minicomputers* (Sistemas analógicos para microprocesadores y minicomputadoras). Cap. 2. Reston, Va.: Reston Publishing, 1978.
7. *Isolation and Instrumentation Amplifier Design Guide* (Guía de diseño de amplificadores de aislamiento y de instrumentación). Norwood, Mass.: Analog Devices, inédito.
8. Berlin, H.M., y Getz, Frank C., Jr., *Principles of Electronic Instrumentation and Measurement* (Fundamentos de instrumentación y medición electrónica). Columbus, Ohio: Charles E. Merrill, 1988.

Señales de Interferencia y su Eliminación o Reducción

Muchas mediciones eléctricas implican la detección y medición de señales de bajo nivel que se definen como señales con amplitudes de menos de 100 mV). Generalmente, estas señales de bajo nivel se amplifican por una parte del sistema de medición de tal modo que se puedan mostrar fácilmente o utilizar de alguna manera.

Desafortunadamente, el ambiente del laboratorio eléctrico contiene muchas fuentes de energía eléctrica y magnética que pueden inducir señales adicionales, indeseables (interferencia) en los conductores que llevan las señales de bajo nivel. Esas señales indeseables se amplifican junto con la señal que se esté midiendo. Bajo ciertas circunstancias, las magnitudes de esas señales inducidas puede ser tan grande que distorsionan u oscurecen la señal de interés y conducen a resultados de medición inexactos o carentes de significado. Por lo tanto, como parte de las mediciones exactas, se deben identificar las fuentes de las señales de interferencias y tomar acciones para eliminarlas o reducirlas al mínimo.

Las señales indeseables de ruido se pueden generar externamente al sistema de medición. Esas señales se pueden acoplar entonces al sistema de varias formas y con ello se transforman en señales de interferencia. Las señales de ruido también pueden surgir de la operación inherente de los dispositivos y componentes que constituyen el sistema y se considera entonces que esas señales se generan internamente. Sin embargo, generalmente los experimentadores están de acuerdo que las señales de interferencia generadas externamente son más serias en cuanto a limitar la sensibilidad máxima de la mayoría de las mediciones. Por lo tanto, haremos énfasis en nuestra descripción en aquellas señales de interferencia más serias y hacia los métodos desarrollados para

suprimirlas. Sin embargo, al final del capítulo se describen brevemente las señales de interferencia generadas internamente.

Las *señales de interferencia externa* se pueden clasificar de acuerdo con los fenómenos físicos responsables de su generación o transmisión. Los cinco tipos principales de señales de interferencia externa se conocen como:

1. Interferencia capacitiva (o acoplada eléctricamente)
2. Interferencia inductiva (o acoplada magnéticamente)
3. Interferencia electromagnética
4. Interferencia acoplada conductivamente
5. Interferencia del circuito de tierra (o de modo común)

Cuando un conductor posee una carga eléctrica neta, existe un campo eléctrico en el espacio vecino a él. Si el conductor lleva una corriente, la región vecina al conductor contiene un campo magnético. Si la carga o corriente varía con el tiempo, los campos asociados en cualquier punto en el espacio vecino también variarán; esto es, disminuyen o aumentan en magnitud en proporción a la intensidad de su fuente. En las regiones cercanas al conductor, esos campos pulsan en sincronización con la variación en tiempo de la corriente o de la carga. A esos campos sincronizados se les llama campos *cercanos* (o *de inducción*). Las señales de interferencia capacitiva e inductiva están originadas por esos *campos cercanos*.

En puntos alejados del conductor, los campos cercanos eléctricos y magnéticos se hacen despreciables y tiene lugar la propagación de ondas planas de energía electromagnética. A esa región se le llama *campo lejano*. Las ondas electromagnéticas radiadas pueden originar señales de corriente alterna de la misma frecuencia que la de su fuente original en cualquier conductor adecuado que encuentren. Esas señales inducidas se llaman por lo mismo interferencia *electromagnética*.

Las señales de interferencia en los circuitos a tierra pueden presentarse debido a efectos de campos cercanos y de campos lejanos, así como a otros fenómenos eléctricos.

INTERFERENCIA CAPACITIVA (ACOPLADA ELECTRICAMENTE)

Aunque físicamente no estén conectados, los conductores cercanos están acoplados eléctricamente por la capacitancia entre ellos (del mismo modo en que están acopladas las placas paralelas de un capacitor). Así, un cambio de voltaje que se tenga en un conductor está acoplado a otros conductores cercanos. La cantidad de capacitancia (ver capítulo 11) entre los conductores determina el grado de acoplamiento entre ellos.

En sistemas de medición, los *objetos* de interferencia capacitiva son los transductores de señales de bajo nivel y los conductores que llevan esas señales. Las *fuentes* de interferencia capacitiva son conductores que tienen grandes voltajes variables, típicamente con poco o ningún flujo de corriente. En el ambiente usual en las mediciones, esas fuentes comprenden las unidades de iluminación fluorescente y los contactos

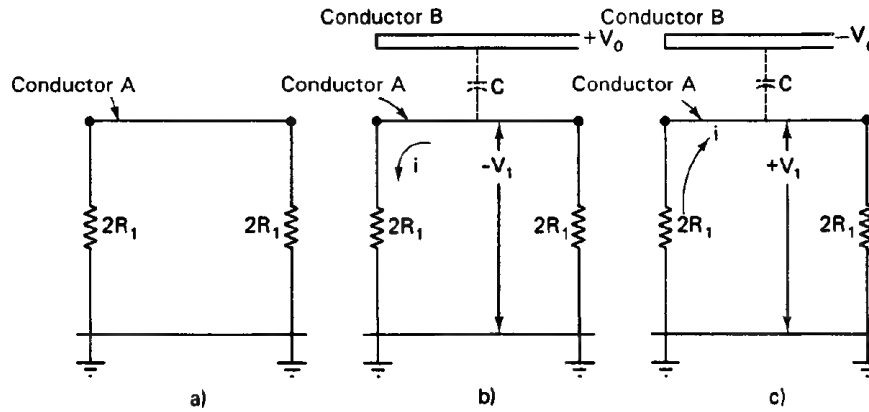


Figura 16-1 Interferencia capacitiva.

de pared sin usar. Estas fuentes tienen voltajes que varían desde $+163$ hasta -163 V (valores pico) a 60 Hz. Siempre que no se usan los contactos, virtualmente no fluye corriente por los conductores, pero el voltaje continúa variando desde $+163$ hasta -163 V. Como esas fuentes están presentes en todos los laboratorios, las señales de interferencia capacitivas pueden llegar a ser apreciables (en varios grados de severidad en casi cada situación de medición).

En efecto, el ruido de 60 Hz es tan ubicuo que se le nombra *zumbido*.¹ Otras fuentes típicas de interferencia capacitiva de frecuencias más altas son los arcos eléctricos, los osciladores y los generadores de señal que se empleen en las proximidades del conjunto de prueba.

Como ejemplo de cómo inducen señales de interferencia los efectos capacitivos en un conductor de señal de bajo nivel, considérese el conductor A en la figura 16-1 a). Supongamos que es un conductor de señal de bajo nivel conectado a tierra mediante una resistencia cuyo valor es $2R$ en cada uno de sus extremos. Siempre que no haya corriente pasando en el conductor, permanece a potencial cero (el mismo potencial que el punto de tierra al que esté conectado). Si se coloca otro conductor [conductor B en la figura 16-1 b)] cerca del conductor A. El voltaje del conductor B varía de $+V_0$ hasta $-V_0$ volts a una frecuencia específica. Cuando el voltaje del conductor B es igual a $+V_0$, se toman electrones del plano de tierra hacia el conductor A debido al efecto capacitivo entre los conductores A y B. Las cargas deben moverse a través de las resistencias para pasar al conductor A y las cargas en movimiento constituyen un flujo de corriente. Esta corriente, i , que pasa a través de las resistencias, hará que el conductor adquiera un voltaje no cero de acuerdo con

$$-v = -iR_1$$

¹Todas las señales de interferencia originadas por la variación de voltaje o corriente en los conductores de corriente de 60 Hz se llaman *zumbido*. Tienen ese nombre por el hecho de que si se amplifica la interferencia y se alimenta a una bocina, el sonido resultante es un zumbido bajo. Es el de un tono de audio de 60 Hz. La señal de pico de 120 Hz asociada con los rectificadores típicos de onda completa también se llama "zumbido".

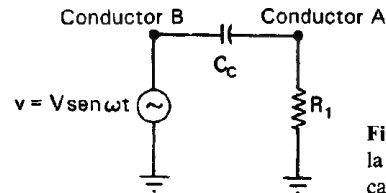


Figura 16-2 Modelo para calcular la magnitud de la interferencia capacitiva entre dos conductores.

Igualmente, cuando el conductor B está a $-V_0$ volts, los electrones son repelidos del conductor A y se alejarán de él. Por lo tanto, de nuevo pasa una corriente a través de las resistencias, esta vez en dirección opuesta. El potencial del conductor A también se invierte y se iguala a $-V_1$ cuando el conductor B está al voltaje $-V_0$.

Así, cuando varía el voltaje en el conductor B desde $+V_0$ hasta $-V_0$, el voltaje inducido en el conductor A cambiará desde $-V_1$ hasta $+V_1$. La magnitud de V_1 dependerá de la capacitancia que exista entre los conductores A y B , del valor de las resistencias que conectan el conductor A a tierra, del valor de V_0 y de la frecuencia de la variación del voltaje V_0 . Se puede usar esta información para desarrollar un modelo de circuito de los eventos que suceden en el sistema (figura 16-2). En el modelo, el conductor B está conectado a una fuente de voltaje que varía a una frecuencia de ω radianes por segundo. Existe un efecto capacitivo entre los conductores A y B y esto se representa mediante un capacitor de acoplamiento de valor C_c .

Si conocemos la frecuencia de V_0 y su magnitud, el valor de R_1 y la magnitud de la señal de interferencia inducida en el conductor A , podemos calcular C_c .

Ejemplo 16-1

Se conecta una punta de prueba a un instrumento que tiene impedancia de entrada de $2\text{ M}\Omega$ y a un circuito con impedancia de salida de $2\text{ M}\Omega$ (figura 16-3). Si se induce una señal de 1 mV rms en el conductor más cercano a la línea de potencia de 60 Hz , ¿cuál es la capacitancia que debe existir entre la punta de prueba y los conductores de la instalación eléctrica?

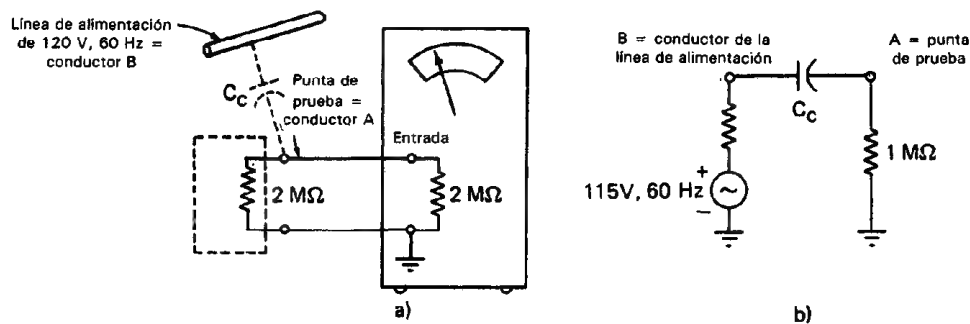


Figura 16-3 a) Instrumento con impedancia de $2\text{ M}\Omega$ conectado al circuito de prueba que tiene impedancia de salida de $2\text{ M}\Omega$; b) modelo de circuito equivalente a a).

Solución. Empleando el modelo de la figura 16-3, vemos que el voltaje efectivo del punto A será 1 mV. R_1 del modelo es $1\text{ M}\Omega$ para este caso. Entonces, la corriente que pasa por el circuito se puede calcular mediante

$$I_{\text{rms}} = \frac{V_{A\text{ rms}}}{R_1} = \frac{1\text{ mV}}{1\text{ M}\Omega} = \frac{0.001\text{ V}}{10^6\ \Omega} = 10^{-9}\text{ A}$$

La capacitancia entre los dos conductores A y B se calcula mediante

$$V_{B\text{ rms}} = I_{\text{rms}} Z = I_{\text{rms}} \left(R^2 + \frac{1}{\omega^2 C_c^2} \right)^{1/2} \quad (16-1)$$

Como en este caso $1/\omega C_c \gg R$, (en realidad, en este paso se está suponiendo que el valor de C es tan pequeño que $\omega C_c = 377C$ es un número tan pequeño que $1/\omega C_c \gg 10^6$; la respuesta final confirma la validez de esta hipótesis), podremos despreciar a R en la ecuación (3-7) y escribir

$$V_{B\text{ rms}} \approx \frac{I_{\text{rms}}}{\omega C_c} \quad (16-2)$$

$$C = \frac{I_{\text{rms}}}{\omega V_{B\text{ rms}}} = \frac{10^{-9}}{2\pi(60) \times (120)} = 2 \times 10^{-14}\text{ F} = 0.02\text{ pF}$$

El ejemplo 16-1 muestra el hecho de que aun los efectos capacitivos muy pequeños pueden inducir potencialmente señales de interferencia significativas en circuitos de alta impedancia. En la práctica, la magnitud de la capacitancia de acoplamiento de fuente varía ampliamente, pero quizá 0.2 pF se aproxima a su valor típico dentro de un orden de magnitud. El ejemplo también es relevante para la práctica de la instrumentación porque la impedancia de entrada de los osciloscopios, voltímetros electrónicos y la mayoría de los amplificadores es de $1\text{ M}\Omega$ o más. Si se usan esos instrumentos para medir señales de bajo nivel en circuitos de alta impedancia, las puntas de prueba se comportarán de modo muy semejante a la punta de prueba (conductor A) examinada en el ejemplo 16-1. Podemos ver que esas puntas tienen inclinación a captar interferencia capacitiva de los conductores cercanos que tienen un potencial variable con el tiempo.² Además de la señal de 60 Hz, la ecuación (16-2) muestra que cuando aumenta la frecuencia de la fuente de interferencia, la corriente inducida debida a esta captación capacitiva también aumenta. Por lo tanto, los conductores que portan señales de alta frecuencia también son candidatos a ser fuentes de interferencia capacitiva.

² En el capítulo 6, en la sección sobre los "Errores del Osciloscopio", se da más detalle de esas captaciones de 60 Hz por el osciloscopio. También hay una descripción de un método fácil para demostrar cómo está acoplada esta interferencia al osciloscopio y cómo se muestra en su pantalla.

En resumen, vemos que la captación capacitiva no deseada aumenta cuando

1. Aumenta la impedancia de entrada del instrumento.
2. Aumenta la capacitancia entre la fuente de interferencia y la punta de prueba.
3. Aumenta el voltaje entre la fuente de interferencia y la punta de prueba.
4. Aumenta la frecuencia del voltaje en la fuente de interferencia.

Para evitar que las fuentes de señal de bajo nivel y los conductores que llevan señales de voltaje de bajo nivel queden influidos por los efectos capacitivos, se pueden seguir varios métodos. La contramedida más común es rodear esos conductores con un blindaje electrostático. El blindaje consiste en una envoltura metálica que rodea la fuente de señal de bajo nivel y una camisa de metal entrelazado que rodea las dos puntas de prueba [figura 16-4)]. Este tipo de blindaje es efectivo porque los campos electrostáticos externos no pueden penetrar al espacio rodeado por un conductor eléctrico. Sin embargo, cuando se conecta a tierra la fuente de señal en un extremo, el blindaje metálico que rodea al cable de la señal de prueba también se debe conectar a tierra en el punto de aterrizaje de la fuente de señal a través de un camino de baja impedancia. Esto asegurará que el blindaje permanezca a un potencial muy cercano a cero [figura 16-4 b)]. Así, aunque haya una capacitancia de acoplamiento relativamente grande entre el conductor de señal de bajo nivel y el blindaje que lo rodea, la pequeña diferencia de potencial que existe entre ellos evitará que cualquier ruido captado por el blindaje cause una señal significativa en la punta de prueba.

Como haremos énfasis en las secciones siguientes sobre interferencia inductiva e interferencia por el circuito a tierra, la terminal de blindaje y la fuente de señal deben conectarse a la tierra física en el mismo punto, y el amplificador se debe desconectar de tierra (es decir, se debe flotar) para evitar el establecimiento de un circuito a tierra [figura 16-4 b)]. Si se hubiera creado un circuito de tierra conectando la terminal de tierra de la señal y la terminal de tierra del amplificador, con el plano de tierra en puntos separados, las señales de interferencia del circuito a tierra (es decir, voltajes de modo común y corrientes de tierra acopladas inductivamente) degradarían la señal medida.

INTERFERENCIA INDUCTIVA Y BLINDAJE

La interferencia capacitiva involucra los campos electrostáticos que existen entre los conectores a diferentes potenciales. La interferencia inductiva surge de los campos magnéticos que están asociados con los conductores que llevan corriente. La corriente crea un campo magnético en el espacio que rodea al conductor. Si la corriente cambia con el tiempo, el campo magnético también cambiará. Si hay un camino cerrado conductivo (un circuito) en las cercanías, el campo magnético que intercepta al circuito hará que se induzca una corriente y pase por el circuito. Si el circuito es parte del sistema de medición, la corriente inducida representará una señal de interferencia originada inductivamente. La magnitud de la corriente inducida dependerá

de la intensidad del campo magnético, de la frecuencia de su variación y del área del circuito. (El área del circuito influye debido a que un circuito grande abarcará más flujo magnético que uno más pequeño.) Además, la corriente dependerá de la resistencia del circuito. Si la resistencia del camino de la corriente que forma el circuito es alta, generalmente los campos magnéticos que se encuentran en el ambiente del laboratorio sólo inducirán corrientes insignificantes. Sin embargo, las señales de interferencia acoplada inductivamente pueden aun causar problemas en conjuntos de medición de alta impedancia. Si se forma un circuito por un conductor de blindaje y

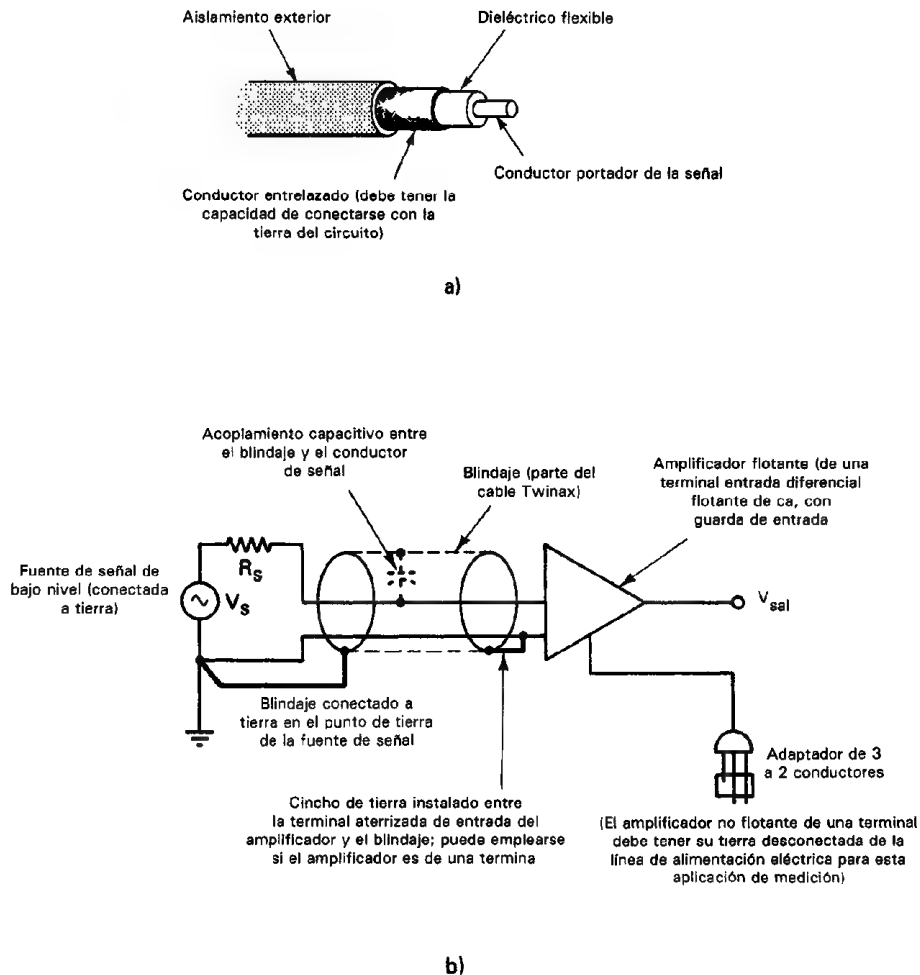


Figura 16-4 a) Esquema de conductor Twinax (dos conductores de señal) blindado (encerrado) en un cable axial; b) blindaje de dos conductores de señal de bajo nivel contra la interferencia capacitiva externa empleando blindaje y conexión apropiada a tierra.

una parte del plano de tierra (p. ej., el conductor de blindaje se conecta a tierra en dos puntos distintos), se pueden inducir corrientes grandes por este camino. La capacitancia que existe entre el blindaje y los conductores de la señal de bajo nivel típicamente de 80 pF/m entre el blindaje externo y el conductor interno de un cable coaxial) seguirá causando que la señal de interferencia se acople con la señal medida.

Hay dos instrumentos que se afectan adversamente por campos eléctricos externos de diferentes modos. Esos instrumentos comprenden los movimientos medidores electromecánicos (especialmente los movimientos de aspa de hierro y de electrodinamómetro) y los tubos de rayos catódicos. Los movimientos de medidores detectan corriente con la ayuda de efectos de campos magnéticos bastante débiles y éstos pueden ser afectados por campos magnéticos adicionales en sus cercanías. Los cambios no deseados en los campos magnéticos de los movimientos pueden originar indicaciones inexactas de los medidores. (Los medidores básicos que se describieron en el capítulo 4 son sensibles a esa interferencia magnética.) El haz de electrones en el tubo de rayos catódicos se puede deflectar debido a los campos magnéticos y esas desviaciones pueden conducir a corrimientos engañosos de la posición del haz.

Las fuentes más comunes de interferencia inductiva en el laboratorio son: 1) la corriente que pasa en los conductores de toma de corriente de los instrumentos mismos y en los bancos, paredes y techos que los rodean; 2) los inductores y los transformadores de potencia; 3) las corrientes altas que fluyen en los circuitos de tierra; 4) las corrientes originadas por la potencia suministrada a motores grandes (o elevadores cercanos, unidades de acondicionamiento de aire, o trenes subterráneos, por ejemplo); y 5) corrientes que cambian abruptamente que se presentan en el funcionamiento de, por ejemplo, motores, relevadores, igniciones automotrices y atenuadores de luces.

La interferencia inductiva es la más difícil de combatir. Por lo tanto, con frecuencia es más fácil tratar de controlar la interferencia en la fuente. Hay varias técnicas que se pueden emplear para limitar esa interferencia en la fuente. Primero, como el flujo magnético producido en cualquier trayectoria cerrada es proporcional a la suma de las corrientes encerradas por el trayecto, tendiendo los cables de señal, al igual que a los cables de vivo y neutro de un instrumento, en forma de un par trenzado, se reduce el campo magnético externo que rodea al cable de alimentación [figura 16-5 a)]. El trenzado de los cables reduce al área entre los conductores y al reducir al área, se reduce al mínimo la corriente inducida.

Un segundo método consiste en encerrar los transformadores y demás fuentes de campo magnético en cajas de material ferromagnético, para debilitar así el campo magnético externo a la caja [figura 16-5 b)]. Tercero, se debe evitar que se establezcan circuitos a tierra con altas corrientes. Finalmente, se puede reducir el efecto del campo magnético aumentando la distancia entre la fuente y el objeto de interferencia magnética y reduciendo el área del circuito que intersecta al campo magnético que interfiere. Así, las fuentes de interferencia como relevadores y motores se deben mantener alejados del dispositivo de medición. Además, se aconseja mantener las puntas de señal de bajo nivel tan alejadas como sea posible del cable de potencia de trenzado o de líneas de señal digital. Donde esto no sea totalmente posible, se deben orientar los

conductores de modo que los conductores de señales, líneas digitales o cables de potencia se crucen sólo cuando estén en ángulos rectos entre sí.

Una vez que se reducen los campos magnéticos de las fuentes mediante los métodos descritos arriba, es convenientemente práctico el blindaje magnético para reducirlos todavía más. El procedimiento es emplear de nuevo un metal con alta permeabilidad magnética (para atenuar el campo magnético, que de otro modo interceptaría el dispositivo o conductor sensibles). Así, se obliga a los campos magnéticos que no se puedan reducir en sus lugares de origen (como el campo magnético de la tierra), a rodear los elementos encerrados dentro de los volúmenes blindados, y se reducen al mínimo sus efectos [figura 16-5 c)].

INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA Y BLINDAJE

A altas frecuencias, una parte de la energía asociada con la corriente o carga fluctuante en un conductor se radia alejándose de él en forma de radiación electromagnética.

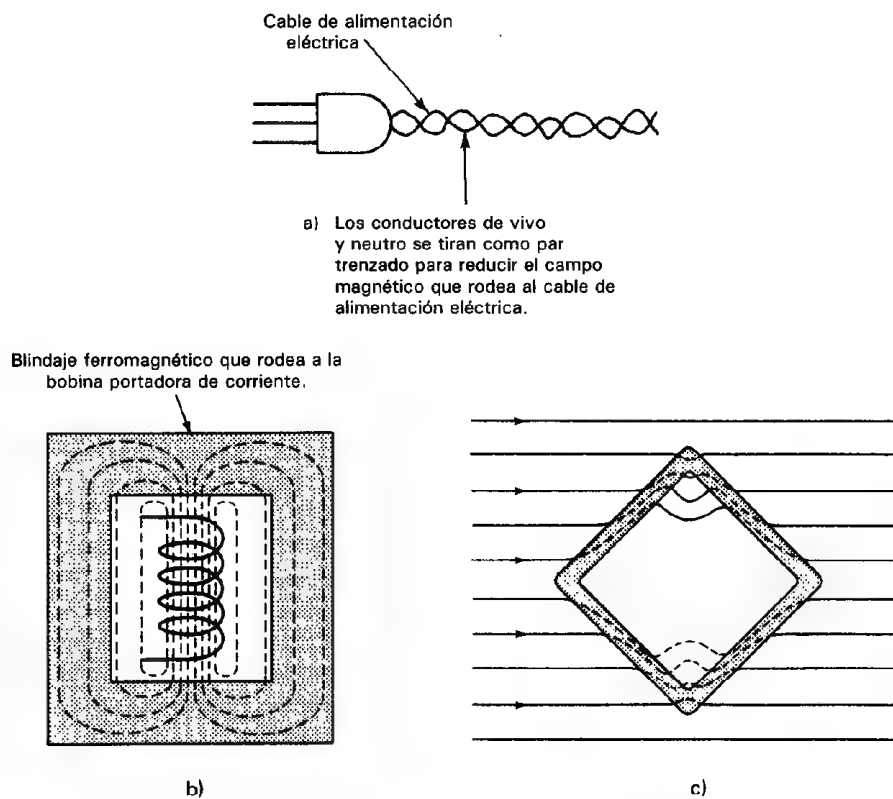


Figura 16-5 Reducción de la interferencia inductiva.

tica. Este fenómeno se usa específicamente para generar las ondas de radio para comunicaciones y aplicaciones de radar. Sin embargo, se ha hecho del uso diario llamar a las ondas electromagnéticas que tienen frecuencias comparables a las de radio o de radar *ondas de radiofrecuencia* (RF) aunque en realidad se trate de señales provenientes de transmisores de radio o de radar o no. Además de las ondas de radio, hay muchas otras fuentes (artificiales o naturales) que producen señales de radiofrecuencia. Sin embargo, en los sistemas de medición, se consideran fuentes de interferencia electromagnética indeseados a *todos* los tipos de señales de radiofrecuencia. Por consiguiente, los circuitos sensibles deben protegerse de todas las señales de radiofrecuencia sin importar cuál sea su origen.

Las fuentes artificiales de señales de radiofrecuencia comprenden las descargas en gas en los tubos fluorescentes y de rayos X; el arqueo en motores eléctricos, generadores, interruptores y relevadores; y las oscilaciones de alta frecuencia en los circuitos de pulso, de descarga y osciladores. (Desde luego, también los transmisores de radio y de TV pueden ser fuentes de interferencia de radiofrecuencia.) Las fuentes naturales de la radiación en radiofrecuencia comprenden los rayos y otros fenómenos atmosféricos eléctricos y la radiación cósmica (incluyendo las perturbaciones solares).

Como las ondas electromagnéticas tienen tanto componente de campo eléctrico como magnético, la radiación electromagnética puede originar efectos de interferencia comparables a los generados por captación inductiva y capacitiva. Si los circuitos de un sistema de medición son susceptibles a uno de estos tipos de captación más que a otro, las ondas electromagnéticas producirán predominantemente ese tipo de interferencia en el circuito. Además, los efectos tanto de interferencia inductiva como capacitiva aumentan cuando aumenta la frecuencia del efecto perturbador. Como generalmente las ondas electromagnéticas son de alta frecuencia, esto las hace más propensas a inducir interferencia. Por esas razones, es probable que una fuente cercana de radiación electromagnética origine interferencia en la más amplia variedad de circuitos. Afortunadamente, también es posible blindar eficazmente para protegerse de esta radiación.

Los blindajes electromagnéticos se basan en el hecho de que la radiación debe contener campos eléctricos y magnéticos simultáneos para propagarse independientemente a través del espacio. Si se elimina el componente eléctrico o el magnético de una onda electromagnética, también el otro componente se eliminará. Por lo tanto, como se puede hacer fácilmente un blindaje diseñado para eliminar los campos electrostáticos, este tipo de blindaje también se usa para eliminar el componente de campo eléctrico de una onda electromagnética. Sin el componente eléctrico, el campo magnético no puede continuar propagándose y por lo tanto también se extingue. Así, una caja que consiste en un buen conductor eléctrico conectado a tierra a través de una trayectoria de baja impedancia dará un blindaje contra la interferencia electromagnética. (Nótese que con frecuencia se emplean cuartos especiales que están completamente rodeados por un conductor continuo para albergar dispositivos de prueba altamente sensibles a la interferencia externa.) Al construir esas cajas, se debe tener cuidado de evitar cualquier discontinuidad o agujeros con tamaño apreciable en

comparación con una parte significativa de la longitud de onda de la señal que se ha de rechazar. Por ello, con frecuencia se emplea malla de alambre como material de blindaje. Si se necesitan agujeros en el blindaje para ventilar un instrumento, se aconseja mantener todos los agujeros descubiertos con un tamaño menor de 3 mm. Los agujeros mayores se deben cubrir con una malla fina de alambre. Donde haya uniones en el blindaje o a través de las puertas, se deben emplear empalmes eléctricos y mecánicos continuos. También ayuda el uso de empaques de radiofrecuencia en las uniones y en las puertas para asegurar un contacto de baja impedancia a lo largo de dichas uniones.

Si se encuentra una fuente conocida de radiación electromagnética en las cercanías del dispositivo de prueba, se aconseja apagar la fuente mientras se llevan a cabo las mediciones o encerrarla en una caja hecha de un buen conductor y conectarla a tierra. Ese conductor a tierra evitará que la radiación electromagnética se propague alejándose de la fuente y que cause interferencia en los circuitos lo bastante cercanos para que la radiación emitida los afecte.

INTERFERENCIA ACOPLADA CONDUCTIVAMENTE

La interferencia también se puede originar por fluctuaciones eléctricas o señales que se originen en otros dispositivos eléctricos conectados en el mismo circuito que el instrumento de medición. Como esas señales de interferencia se acoplan directamente a los circuitos de medición directamente a través de los conductores eléctricos (es decir, los conductores o cables del circuito), a esa interferencia se le llama *interferencia acoplada conductivamente (o resistivamente)*.

A continuación citaremos tres de las causas más comunes de interferencia acoplada conductivamente en los sistemas de medición: 1) la presencia de *una impedancia común de trayectoria a tierra* en el sistema de medición, 2) interferencia acoplada conductivamente que llega al sistema a través de los *transformadores de potencia de los instrumentos de medición*, y 3) *fuentes de poder conectadas incorrectamente a cargas en paralelo*. Se examinará con mayor detalle cada uno de estos casos.

1. Una *impedancia común de trayectoria a tierra* en un circuito de medición se presenta cuando varios instrumentos o elementos diferentes del circuito, se conectan a una tierra mediante el mismo conductor. Esto originará interferencia acoplada conductivamente en los componentes del sistema conectados al trayecto común de tierra. Se puede hacer importante el problema si el conductor tiene una impedancia considerable hacia la tierra física. Por ejemplo, considérese el caso donde la tierra de una señal analógica y la de una señal digital se conectan ambas al mismo conductor hacia tierra física. Este conductor actúa como una impedancia común a los trayectos a tierra tanto de la señal analógica como la señal digital. Si la impedancia del conductor aterrizado es apreciable, con mucha probabilidad se acoplarán estados transitorios de conmutación de los circuitos lógicos digitales a los conductores que llevan las señales analógicas.

Para reducir la interferencia debida a los trayectos de impedancia común, se deben seguir estos procedimientos: Primero, todas las tierras de señales analógicas de bajo nivel se deben mantener separadas (o sea desconectadas) de las tierras de las líneas de potencia y de las tierras de señales digitales hasta que las tierras analógicas, digitales y de potencia se unan finalmente a un punto único designado del conductor de tierra física defectuosa (véase p. ej., figura 16-9). Segundo, si se debe emplear una impedancia común de trayectoria a tierra para más de un componente de un sistema de medición, se debe mantener la impedancia del conductor común tan baja como sea posible. Tercero, la conexión de todos los conductores de tierra, de un sistema de medición debería hacerse, siempre que sea posible, a un punto único designado en donde el valor de impedancia común entre el conductor y la tierra física sea mínimo. Esta última afirmación implica que se debe emplear una mejor trayectoria para el sistema de tierra que el que puede dar la tierra de la instalación eléctrica (o sea, el tercer alambre), en sistemas donde se realicen mediciones sensibles. El tercer conductor del cable de alimentación con frecuencia es inadecuado como sistema de tierras por dos motivos. Generalmente el conductor a tierra de la línea de alimentación es de diámetro pequeño y antes de conectarse con un tubo de agua u otro punto de aterrizaje, está tendido en gran longitud sobre la construcción. Así, el tercer conductor es un ejemplo de la impedancia común del camino a tierra que se acaba de describir, y que es incorrecto por tener una impedancia relativamente alta para los componentes conectados con él. Por lo tanto, al diseñar sistemas que midan señales de bajo nivel, se aconseja no confiar en el sistema de tierras de una construcción, sino establecer un trayecto separado de baja impedancia a tierra, independiente de la tierra de la instalación. Si se emplea ese nuevo camino a tierra, se debe tener cuidado que no se conecten inadvertidamente los instrumentos a la tierra de la instalación a través de la tercera pata de la clavija. Si se usan adaptadores de tres a dos conductores y transformadores de aislamiento se puede desconectar la tercera pata de las clavijas de los cables de alimentación en los instrumentos del sistema de tierras de la instalación. Si no se sigue esta precaución, se establecerán circuitos a tierra que originarán al experimentador una miríada de problemas adicionales de medición.

2. El circuito que consta del cable de alimentación de corriente alterna, al igual que el transformador de potencia de un instrumento del sistema de medición, constituye otro camino por el que puede entrar la interferencia acoplada conductivamente al sistema de medición. Las fuentes de esta interferencia comprenden picos de corriente y fluctuaciones en el voltaje de la instalación que se presentan cuando se hacen trabajar motores, hornos controlados por temperatura, etc., o los mismos se encienden y se apagan. Esta interferencia se transmite por las líneas de alimentación hacia los circuitos de distribución de potencia común. Si se conecta un conjunto de prueba a este mismo circuito de distribución, los picos de ruido se acoplarán conductivamente a las entradas de potencia de corriente alterna de los instrumentos de medición que trabajan con la línea de potencia. Puede existir una gran capacitancia (típicamente de 1000 pF) entre los devanados primario y secundario de los transformadores de potencia de los instrumentos electrónicos (como osciloscopios, amplificadores,

etc.) y así los picos de corriente pueden acoplarse fuertemente con los conductores internos de corriente del instrumento. A través de efectos conductivos o capacitivos, se puede presentar acoplamiento adicional de esta interferencia hacia los conductores que llevan la señal medida (entrada), así como a través de la degradación de la salida de la fuente de alimentación también originada por esta interferencia. Una técnica que se emplea para suprimir este tipo de interferencia es construir los transformadores de potencia del instrumento con un blindaje de interferencia capacitiva (que se llama blindaje de Faraday) entre sus devanados primario y secundario. Este blindaje consiste en lámina delgada metálica conductora y permite el paso de la energía magnética, pero atenúa la interferencia capacitiva. La hoja conductora se conecta con el sistema de tierras de la instalación. Así, se conducen a tierra las corrientes electrostáticamente inducidas a través de la lámina en lugar de hacerlo a través del circuito establecido por la capacitancia del devanado secundario del transformador (se reduce de 1000 pF hasta menos de 1.0 pF). El problema de los picos de ruido acoplados conductivamente se reduce con eficacia con este método. Una segunda técnica (muy obvia) para reducir la interferencia acoplada conductivamente de los transformadores es eliminar las fuentes conocidas de tales interferencias, de la red local de distribución de corriente alterna.

3. Las fuentes de poder, cuando se conectan incorrectamente a los conjuntos de prueba, son la tercera causa de la interferencia acoplada conductivamente. Como se muestra en la figura 13-10 b), cuando se conectan incorrectamente 2 o más cargas en paralelo a la misma fuente de poder, las fluctuaciones en la corriente que toma una carga se acoplarán conductivamente a las demás cargas. Este problema se soluciona conectando correctamente la carga en paralelo con la fuente [figura 13-10 a)].

4. Si se conoce el rango de frecuencias de la señal medida, se pueden reducir al mínimo las señales no deseadas, acopladas conductivamente, mediante el empleo correcto de filtros electrónicos en el sistema de medición. Sin embargo, como el tema de la filtración queda fuera del propósito de este texto, habrá que encontrar información adicional acerca del diseño de filtros para reducción de ruidos en otras fuentes. Al final de este capítulo se citan varias referencias útiles que describen el tema.

INTERFERENCIA DEL CIRCUITO A TIERRA (MODO COMUN)

Los circuitos a tierra y su interferencia son fuentes frecuentes e importantes de problemas en muchos sistemas de medición electrónica. En descripciones anteriores acerca de varios tipos de interferencia externa, se hizo notar que con frecuencia los circuitos a tierra contribuyen a reforzar las señales de ruido que se originan por otras formas de interferencia. También se hizo énfasis en que los efectos de los circuitos a tierra se deben tener en cuenta cuando se emplean métodos para suprimir la interferencia acoplada capacitiva, inductiva y conductivamente. Los circuitos a tierra también pueden causar dificultades de interferencia por sí solos. Ya que con frecuencia son

entidades sutiles y poco entendidos, también con frecuencia se les culpa de señales inexplicables de interferencia. Así, será muy útil una descripción detallada que explore los orígenes y los efectos de las corrientes del circuito a tierra, así como los métodos que se emplean para eliminarlas.

Los *circuitos a tierra* son trayectorias eléctricas cerradas en las que las secciones de la trayectoria consiste en los conductores a tierra de un sistema y el plano de tierra. Los circuitos a tierra se forman siempre que el conductor a tierra de un sistema eléctrico se conecte al plano de tierra en distintos puntos (figura 16-6). Como los conductores a tierra de la mayoría de los sistemas y el plano de tierra son caminos eléctricos generalmente de baja impedancia, los circuitos a tierra en su totalidad son caminos conductores de baja impedancia. Así, aun una pequeña diferencia de voltaje existe entre cualquier punto a lo largo del circuito, originará el flujo de altas corrientes.

Las dos causas principales del flujo de corriente en circuitos de tierra son:

1. Diferencias de potencial entre los puntos del plano de tierra a los que se conectan las terminales de tierra.
2. Captación inductiva, debida a campos magnéticos parásitos y de radiofrecuencia.

Los sistemas de distribución eléctrica que suministran nuestra corriente emplean la tierra física como referencia. Como resultado de ello, las corrientes de esos sistemas pasan a la tierra. Como los sistemas eléctricos se usan tan extensivamente en todo el mundo, se puede suponer que esas corrientes terrestres (a 60 Hz) pasan casi por todos los lugares. Esas corrientes originan una caída de potencial (voltaje) entre puntos separados en la tierra (típicamente de 1 a 10 V rms). Si un sistema de medición se conecta a tierra en dos puntos separados de la superficie terrestre, se debe suponer que aparecerá una caída de potencial entre esos dos puntos. Las dos conexiones a tierra habrán establecido un circuito de tierra y probablemente pasen a través de este circuito grandes cantidades de corriente de 60 Hz, indeseable. Si el blindaje de un sistema de medición constituye parte de ese circuito, el blindaje mismo constituye una fuente de interferencia (en lugar de ser una barrera al ruido, como se supone está diseñado).

La *captación inductiva* por un circuito a tierra sucede del mismo modo que la captación inductiva de un circuito conductor cerrado. Ya que un circuito de tierra tiene una relativamente grande y muy baja impedancia, se puede presentar muy fácilmente, la captación inductiva de campos parásitos magnéticos o electromagnéticos

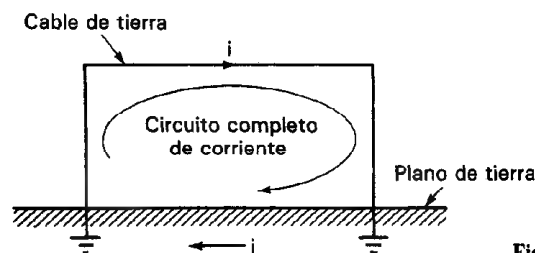


Figura 16-6 Circuito a tierra.

en el ambiente de medición. Los métodos tradicionales de blindaje no son tan efectivos contra la captación inductiva en circuitos de tierra debido a que los conductores de blindaje y el plano de tierra forman parte ellos mismos del circuito.

Circuitos a Tierra Establecidos por Acoplamiento Capacitivo

En nuestra definición de circuito a tierra se dijo que se crea siempre que exista una *trayectoria eléctrica cerrada* consistente de conductores de tierra (o blindajes) de un sistema y el plano de tierra. En la figura 16-5 a) se indica que esa trayectoria puede consistir de un camino conductor óhmico y el plano de tierra. Sin embargo, debido al acoplamiento capacitivo, también puede existir una *trayectoria eléctrica cerrada* aun cuando no haya camino conductor óhmico completo (es decir, aunque el sistema de medición esté conectado óhmicamente a un solo punto de tierra). Por ejemplo, examinemos un amplificador, como se muestra en la figura 16-7, con la tierra de la señal de entrada conectada a la tierra física en el punto ① y un blindaje que rodee al amplificador que no esté conectado a la tierra física. Nótese que hay todavía una trayectoria (circuito) completa de corriente desde el conductor a tierra dentro del amplificador ① hacia un segundo punto de tierra ④, a través de las capacitancias mutuas que conectan el conductor a tierra y el blindaje (C_{12}) y el blindaje al plano de tierra (C_{23}). Así, existe verdaderamente un circuito a tierra a través del camino ①—②—③—④—①. Si existe una diferencia de potencial de ca entre los puntos de aterrizaje ① y ④, pasará una corriente a través de este circuito de tierra.

Voltaje de Ruido de Modo Común

En muchos sistemas de medición la fuente de la señal v_s , que se mide se conecta a tierra en un punto [el punto ① en la figura 16-8 a)] y el amplificador al que se conecta está aterrizado en un punto diferente [punto ③ en la figura 16-8 a)]. El blindaje

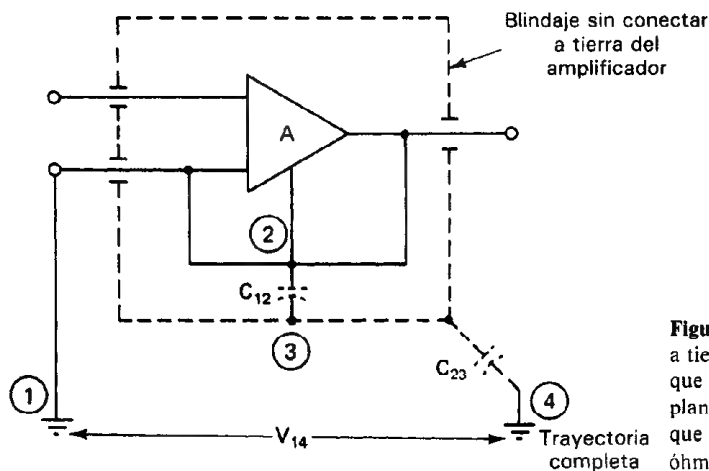


Figura 16-7 Trayectoria del circuito a tierra por ①—②—③—④—①, que incluye las capacitancias C_{12} y C_{23} , el plano de tierra y el blindaje. Nótese que no hay trayectoria de conductividad óhmica entre los puntos ② y ④.

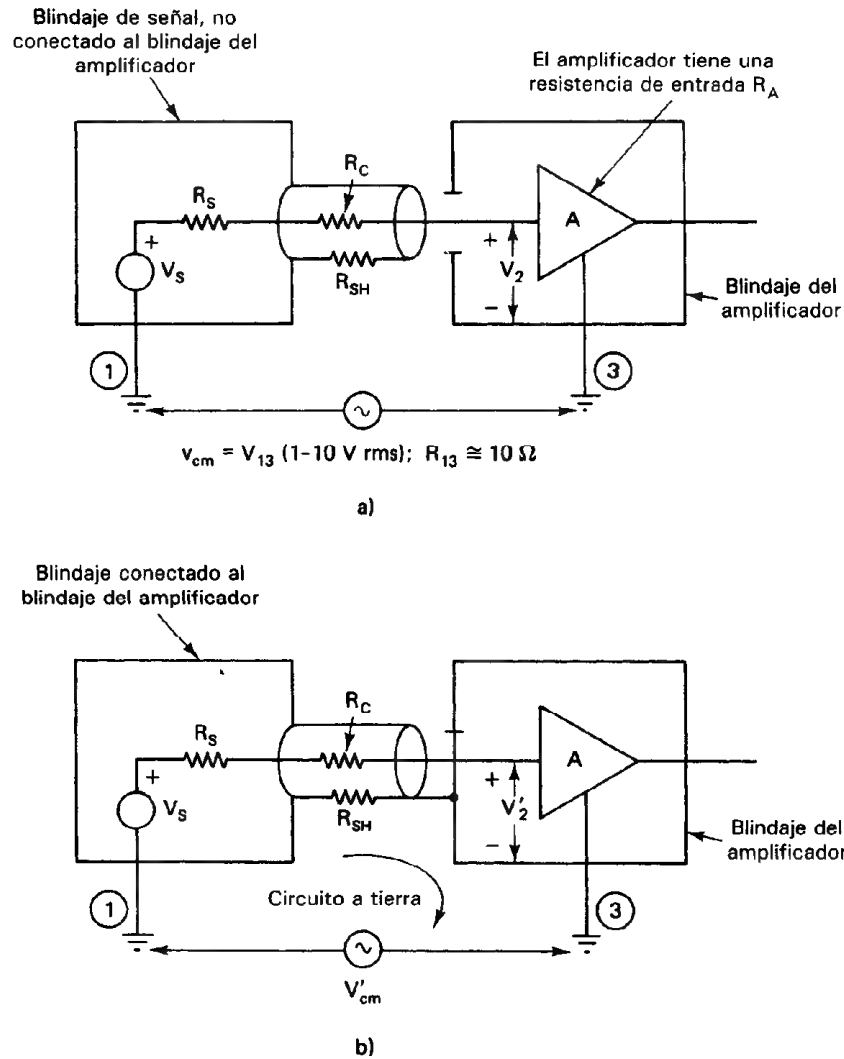


Figura 16-8 a) Voltaje de modo común, $V_{cm} = V_{13}$, causa en este ejemplo que el voltaje de entrada al amplificador sea $V_2 + V_s = V_{cm}$. Si V_{cm} es de 1 a 10 V (rms) y V_s es pequeño, la señal deseada estará confundida en el mayor voltaje de modo común. b) Si se trata de reducir el valor de V_{cm} que aparece en las entradas del amplificador conectando el blindaje del cable con el de amplificador sólo se tendrá otra señal de interferencia de voltaje de modo común V'_{cm} debida al circuito a tierra que se establece, según se muestra.

daje del sistema de medición también se conecta a tierra generalmente, pero puede no estar conectado con el blindaje del amplificador. Así, la fuente, el conductor de señal y el amplificador están completamente blindados de cualquier interferencia

electromagnética y acoplada capacitivamente. Sin embargo, el voltaje que aparece a través de la entrada del amplificador v_2 será la suma del voltaje de la fuente v_s y la diferencia de potencial entre los dos puntos de tierra ① y ③, $v_{13} = v_{cm}$, o bien $v_2 = v_s + v_{cm}$. Si v_s tiene una amplitud pequeña (como las señales de salida de 10 a 50 mV, típicas de muchos transductores), v_{cm} (el voltaje de modo común) puede cubrir completamente a v_s . Por ejemplo, si la resistencia de tierra entre los puntos de aterrizaje ① y ③ de la figura 16-8 a) es $R_{13} = 10 \text{ M}\Omega$, y si $R_s = 1000 \text{ }\Omega$, $R_c = 10 \text{ }\Omega$, y la impedancia de entrada del amplificador R_A es de $10 \text{ M}\Omega$, v_2 se puede calcular y es aproximadamente

$$v_2 = \frac{R_A}{R_A + R_s + R_{13} + R_c} (v_{cm} + v_s) = \frac{10^7(v_{13} + v_s)}{10^7 + 1000 + 10 + 10} \approx \frac{10^7}{10^7} (v_{cm} + v_s)$$

o

$$v_2 \approx v_{cm} + v_s$$

Si se intenta reducir a v_{cm} conectando el blindaje de la fuente con el blindaje del amplificador, se produce un circuito a tierra [figura 16-8 b)]. Fluirán en el circuito grandes corrientes de tierra, debido a una combinación de captación inductiva y al n_{cm} siempre presente. Así, el nuevo voltaje de interferencia en modo común v'_{cm} tendrá una amplitud mayor que el voltaje de modo común original v_{cm} .

Reducción de Señales de Interferencia Inducidas en Circuito a Tierra

Hay varias técnicas que se pueden emplear para eliminar o reducir las señales de interferencia originadas por circuitos a tierra y por voltajes en modo común. Comprenden las siguientes: 1) conectar a tierra en un solo punto; 2) emplear amplificadores de entrada diferencial; 3) guardas de entrada y 4) emplear instrumentos energizados por baterías. Veremos que el empleo de amplificadores de entrada diferencial equipados con blindajes de guarda de entrada (esto es, una combinación de los métodos 2) y 3)), da la solución más completa para reducir las señales de interferencia debidas a circuitos a tierra y voltajes de modo común.

Antes del empleo generalizado de los amplificadores diferenciales en los años 50, la mejor técnica para combatir problemas de interferencia por circuito a tierra era conectar a tierra en un solo punto utilizando conductores gruesos. El método de *conexión a tierra en un solo punto* para evitar interferencias por circuito a tierra se basa en el hecho de que la corriente no puede fluir en cualquier camino a menos que exista un circuito completo. Por lo tanto, para reducir la interferencia por circuito a tierra debemos evitar establecer cualquier trayectoria óhmica completa de circuitos de tierra y romper aquellos que ya existan. El mejor método para asegurar que no existen circuitos óhmicos a tierra es diseñar el sistema de medición de modo que sólo un punto del sistema esté siempre conectado óhmicamente a tierra. De ese modo, aunque puedan existir otros circuitos cerrados a través del plano de tierra (debidos a acoplamiento capacitivo), sus corrientes circulantes serán mucho menores que las de un circuito óhmico completo de baja impedancia. En los sistemas para los que el aterrizaje en un solo punto da una reducción efectiva de señales de interferencia por circuito a

tierra, se pueden emplear amplificadores de una terminal en lugar de amplificadores de entrada diferencial. Los amplificadores de una terminal son de empleo menos complejo y menos costosos que los amplificadores diferenciales.

La figura 16-9 muestra un ejemplo de un sistema de medición que emplea el método de aterrizaje en un solo punto. Todos los conductores a tierra están conectados con la conexión de tierra del sistema en el mismo punto. El mejor método es localizar este punto único de conexión a tierra lo más cerca del instrumento en el sistema que sea más susceptible a la interferencia (es decir, el punto de inflexión de ganancia). Por ejemplo, en la figura 16-9 sería el punto donde el amplificador esté conectado al conductor de tierra del sistema. Empleando la conexión a tierra en un punto único, también se reduce al mínimo la interferencia acoplada conductivamente debida a una trayectoria de impedancia común. Nótese en la figura 16-9 que la fuente de poder, el amplificador y los instrumentos digitales tienen sus entradas de la línea de alimentación aisladas de tierra mediante transformadores de aislamiento. Esos componentes del sistema se conectan por lo tanto a tierra sólo en el punto único de aterrizaje del sistema.

Sin embargo, en muchos sistemas (especialmente aquellos en los cuales la fuente de señal y el amplificador están separados por cierta distancia), las técnicas de aterrizaje en un solo punto pueden ser imprácticas o imposibles. Además, ya hemos descrito cómo los sistemas que emplean las técnicas de aterrizaje en un solo punto todavía contienen uno o más circuitos a tierra como resultado de acoplamiento capacitivo. En la figura 16-10 se muestra un ejemplo. El circuito a tierra es el camino formado de la tierra de la línea de alimentación a la capacitancia entre los devanados primario y secundario del transformador de potencia, C_{12} , y la tierra de la señal (el camino que conecta los puntos ①—②—③—① del sistema sencillo conectado a tierra en un solo punto de la figura 16-10). Este circuito de tierra puede introducir aun un voltaje de modo común indeseable en serie con la señal medida v_i . Por ejemplo, en la figura 16-10 (siendo $v_{13} = 10$ V, $R_1 = 2\Omega$, y $C_{12} = 3000$ pF) una corriente de $5\ \mu\text{A}$ a 60 Hz, estará presente (y por lo tanto con voltaje de modo común de $10\ \mu\text{V}$) como señal de ruido v_{cm} en serie r_s en la entrada del amplificador. Para algunas mediciones con señales de bajo nivel este voltaje puede ser demasiado grande. En esos sistemas, probablemente la solución a este problema de circuito a tierra sea el emplear un amplificador con *entrada diferencial* junto con *guardas de entradas*. [Nótese que en la figura 16-4 b) se muestra una variación del circuito simple de medición de la figura 16-10. También emplea el método de conexión a tierra en un solo punto, pero con las conexiones a tierra en una forma modificada. Si se usa en el circuito de la figura 16-4 b) amplificador de una terminal, se creará un camino de circuito a tierra incluyendo el acoplamiento capacitivo de chasis a tierra (típicamente de 3000 pF). Esto originará la aparición de una pequeña señal de voltaje de modo común en las entradas del amplificador, comparable a la causada por el circuito a tierra de la figura 16-10.]

Una técnica alterna que se emplea para eliminar o reducir muchos problemas de interferencia de modo común es el empleo de amplificadores equipados con entradas diferenciales. Las características detalladas de esos amplificadores diferen-

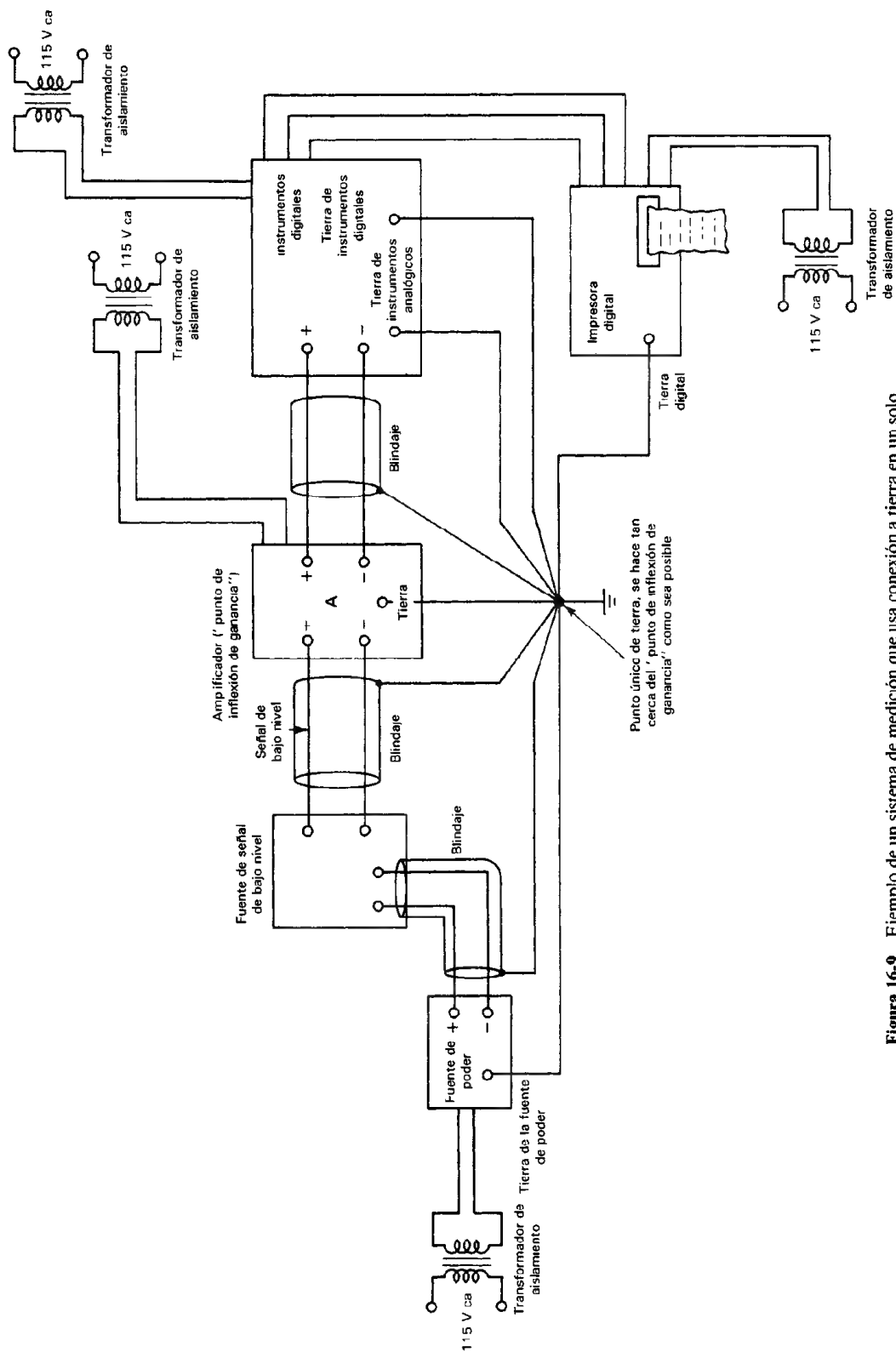


Figura 16-9 Ejemplo de un sistema de medición que usa conexión a tierra en un solo punto. Nótese que no hay circuitos óhmicos completos a tierra y que no existen caminos de impedancia común a tierra.

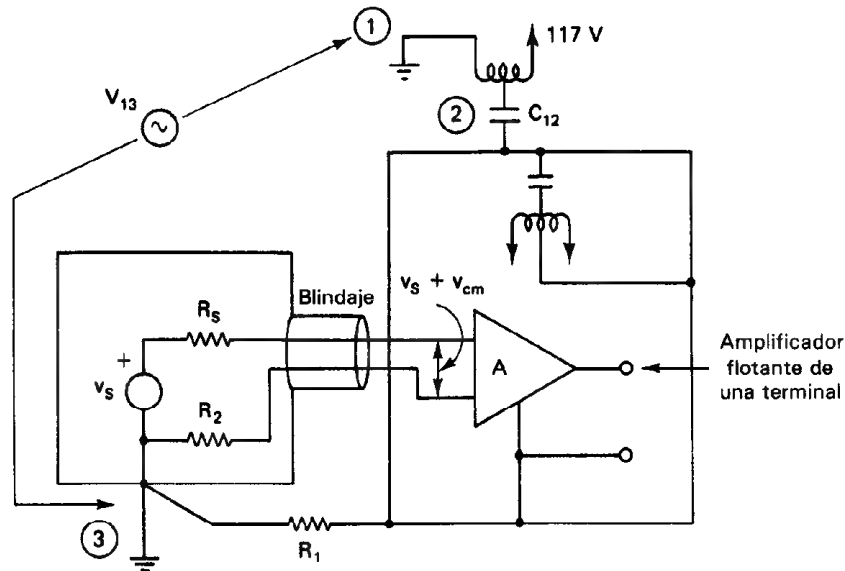


Figura 16-10 Ejemplo de las limitaciones de la técnica de conexión a tierra en punto único. El camino de tierra a través de ①—②—③—① causa que quede un pequeño voltaje de modo común aplicado a las entradas del amplificador de una terminal en este sistema sencillo aterrizado en punto único. Si las señales medidas son del orden de los microvolts, este voltaje residual de modo común producirá todavía un error lo suficientemente grande para hacer ineficaz la técnica de conexión a tierra en un solo punto.

ciales se exploraron con mayor detalle en el capítulo 15. Los instrumentos diseñados para medir las señales de bajo nivel (por ejemplo, osciloscopios y medidores sensibles) están equipados generalmente con amplificadores diferenciales. Se reduce al mínimo la interferencia en modo común en esos instrumentos debido a que el amplificador diferencial está diseñado para sólo amplificar la diferencia entre los voltajes que se aplican a sus dos entradas. Como se muestra en la figura 16-11, el voltaje en la entrada (+) del amplificador diferencial ideal es $v_s - v_{cm}$, el voltaje en la entrada (—) es v_{cm} , y el voltaje de salida es $K_D[(v_s + v_{cm}) - (v_{cm})] = K_D v_s$, siendo K_D la ganancia diferencial de esos amplificadores.

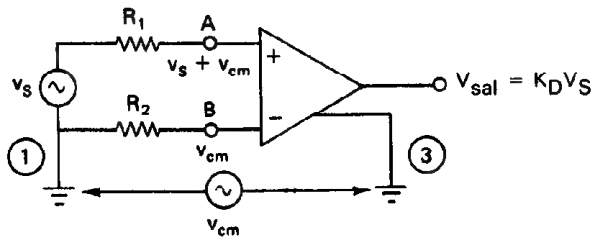


Figura 16-11 Amplificador diferencial. En un amplificador diferencial ideal sólo V_s se amplifica mientras que V_{cm} se rechaza o $V_{sal} = K_D V_s$.

La capacidad de un amplificador diferencial para rechazar los voltajes de modo común se especifica mediante su relación de rechazo de modo común (CMRR). Como se definió además en el capítulo 15, esta relación de rechazo en modo común es la relación de la amplitud de la señal de modo común y la amplitud de la señal diferencial equivalente que produciría la misma salida del amplificador. Por ejemplo, si se alimentara simultáneamente una señal de 1.0 V a las dos entradas de un amplificador diferencial y el voltaje de salida con esos voltajes en modo común fuera equivalente al producido por una señal diferencial de $10\ \mu\text{V}$, la relación de rechazo de modo común del amplificador sería $1.0\ \text{V}/10\ \mu\text{V} = 100,000:1$. Mientras mayor sea el valor de la relación de rechazo de modo común, mejor podrá rechazar los voltajes de modo común ese amplificador.

Como se describió en el capítulo 15, el remedio de amplificador diferencial a los problemas de modo común es trabajar mejor cuando las impedancias del circuito de prueba Z_A y Z_B (como se muestra en la figura 15-5) son iguales (están balanceadas) y son mucho menores que la impedancia de entrada del amplificador diferencial. Si existe una gran diferencia (o sea un desequilibrio de impedancias) entre los valores de Z_A y Z_B de la figura 15-5, o si la impedancia de la fuente de señal es mayor que algunos cientos de ohms, la relación de rechazo de modo común del amplificador diferencial se reducirá. (Véase ejemplo 15-3, un examen detallado de cómo el desequilibrio de impedancia de la fuente conduce a la degradación de la relación de rechazo de modo común en los amplificadores diferenciales.) Además, los voltajes de modo común que se encuentran algunas veces son mayores que los valores de voltaje máximo permitido que se puede aplicar a las entradas del amplificador específico. Si se encuentra uno con cualquiera de las condiciones que se describieron arriba, el uso de tan sólo amplificadores diferenciales no necesariamente producirá una solución satisfactoria al problema del circuito a tierra de modo común. También se deberá emplear la técnica de *guarda de entrada*. El uso adecuado de un amplificador diferencial con una entrada resguardada da la solución más efectiva para eliminar los problemas de modo común. En efecto, muchas aplicaciones de medición que hoy casi se consideran de rutina sólo son posibles debido a la aplicación de esta técnica. Antes de poder disponer de ella, ya se había notado que el aterrizaje en un solo punto no es lo suficientemente efectivo para reducir los problemas de interferencia de modo común en muchos sistemas sensibles de medición.

GUARDAS DE ENTRADA PARA REDUCIR INTERFERENCIA DE CIRCUITO A TIERRA

Guardas de entrada es una técnica en la totalidad de la medición o la sección de circuito de entrada de un amplificador diferencial que está encerrada en caja metálica o guarda. El blindaje de la guarda también está aislado del resto del sistema (y de la tierra) como muestra la figura 16-12. Un dispositivo de aislamiento (como un transformador de aislamiento o un aislador optoelectrónico) se emplea para acoplar la señal de circuito de entrada del amplificador con un circuito de salida. Al dispositivo total “amplificador-blindaje de resguardo-dispositivo de aislamiento” se le llama *amplificador de aislamiento* (véase capítulo 15).

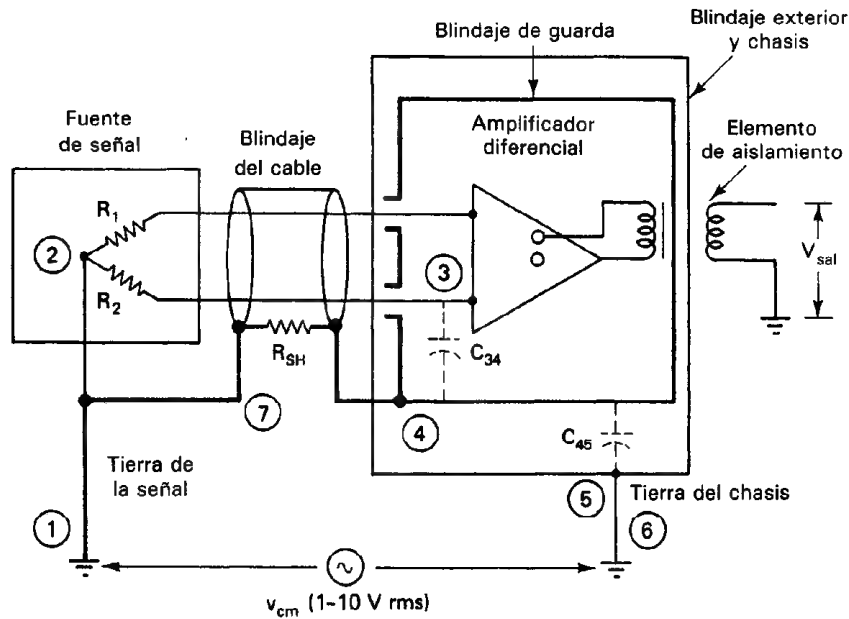


Figura 16-12 Amplificador diferencial equipado con blindaje de guarda de entrada (amplificador de aislamiento).

El chasis del amplificador, el blindaje de salida del amplificador, la caja del equipo y el lado bajo del amplificador se conectan a tierra normalmente (es decir, todos se conectan a la tierra del sistema de alimentación). Este paso sirve para la seguridad personal y para estabilizar al sistema de registro o de indicación (al cual el amplificador entrega su salida) con respecto a la tierra del sistema. A continuación se conecta el blindaje de guarda de la entrada del amplificador aislado con el blindaje del cable de señal, paso que extiende el blindaje de guarda del amplificador a todo lo largo del cable de señal. (Nótese una vez más que el blindaje de guarda del amplificador está aislado del chasis del amplificador y de la caja del instrumento de medición.) Finalmente, se conecta el blindaje del cable con el punto de conexión a tierra de señal. Se debe tener cuidado para que éste sea el único punto en donde el blindaje del cable y el conductor de tierra de la señal hagan contacto con tierra. Se hizo notar anteriormente que el voltaje de modo común que aparece en las entradas del amplificador tiene esencialmente el mismo valor que el punto de conexión a tierra de la señal. Así, conectando los blindajes de guarda y del cable al punto de aterrizaje de la señal, el circuito señal-cable, amplificador-blindaje de guarda se ponen a ese voltaje de modo común, también. Como el circuito de blindaje de guarda se mantiene así esencialmente al mismo potencial que el de los conductores de señal de bajo nivel, se mantiene al mínimo el acoplamiento capacitivo de cualquier corriente de tierra que pase por el blindaje de resguardo hacia los conductores de la señal.

Se describirá en detalle cómo la guarda de entrada reducirá la interferencia de modo común en una situación que de otro modo sería de medición difícil. Si se co-

necta a tierra una fuente de señal, como se muestra en la figura 16-12, y la resistencia R_2 de la conexión de la fuente con la tierra es baja ($\sim 2 \Omega$), se presentará un pequeño voltaje en modo común ($\sim 10 \mu V$) en las terminales de entrada del amplificador, aun cuando se emplee un amplificador flotante. En algunas mediciones, puede tolerarse este pequeño voltaje de modo común y se puede, por lo tanto, emplear con eficacia la conexión a tierra en un solo punto y un amplificador flotante de una terminal.

Sin embargo, con frecuencia se tienen fuentes de señal que producen señales pequeñas de voltaje de salida (10 a 30 mV) y que tienen un valor alto de resistencia de fuente (típicamente de $\approx 1 k\Omega$). Las galgas extensométricas, las señales de puentes de Wheatstone no balanceadas (como se muestra en la figura 10-12) y los termopares conectados directamente a equipo aterrizado son ejemplos de esas fuentes. Al tratar de medir las señales de salida de esas fuentes con amplificadores flotantes de una terminal probablemente se encontrarán voltajes de modo común mayores que 5 mV (originando inexactitudes en los datos de la medición). Una mejor opción sería el empleo de un amplificador diferencial con guarda de entrada. La mayor parte de las corrientes de modo común que de otro modo fluirían en el trayecto del circuito a tierra se desviarían hacia el camino alterno del circuito blindado del cable (es decir, desde la trayectoria de los conductores de señal de bajo nivel y R_2 , ①-②-③-④-⑤-⑥-①, hacia el camino del blindaje de guarda del cable, ①-⑦-④-⑤-⑥-①). Se tendría este camino paralelo porque R_{SH} (10 Ω) es mucho menor que R_2 (1 k Ω), y $C_{34} = C_{45}$. Como resultado de ello, el v_{cm} que aparece en las entradas del amplificador se reduce a aproximadamente $\sim 100 \mu V$, una señal de modo común muy pequeña para la relación de rechazo de modo común del amplificador diferencial.

Vemos por lo tanto que aun con problemas difíciles de medición de modo común, el amplificador diferencial con guarda desvía las corrientes del circuito de tierra del circuito de medición, pero no introduce interferencia en las puntas de señal de bajo nivel. Sin embargo, nótese que si la fuente misma de señal está flotando, el circuito de guarda se debe conectar a tierra tan cerca del transductor como fuera posible y tan sólo en un punto.

Reglas Generales para Emplear Amplificadores con Guarda de Entrada

1. Conéctese el blindaje de guarda del amplificador con el blindaje del cable de la señal. (Asegúrese que el blindaje del cable de señal esté aislado de la tierra del chasis y de la tierra del amplificador.) Este paso aumenta el blindaje de guarda del amplificador interno a lo largo de todo el cable de señal.

2. Conéctese el blindaje del cable de señal con el lado bajo o blindado de la fuente de señal. Esto asegura que la guarda del amplificador y el blindaje del cable de señal se mantengan al mismo potencial que el lado bajo de la fuente de señal.

3. Conéctese el blindaje del cable de señal con el mismo punto de tierra al que se conecta la fuente de señal. No se permita que el blindaje del cable de señal o los mismos cables "hagan tierra" en algún otro punto. Si la señal *no está conectada a*

tierra (o sea, está flotando), conéctese a tierra el blindaje del cable de señal lo más cerca posible del transductor y sólo en un punto.

4. Conéctese a tierra el chasis del amplificador, el lado bajo de la salida del amplificador y el blindaje del cable de salida con la tierra del cable de alimentación del amplificador. Este paso sirve para mantener la tierra del sistema de medición y la tierra del sistema de registro o de indicación al mismo potencial y también da seguridad personal.

Ejemplo 16-2

En la figura 16-13 a) se muestra un sistema de medición con un termopar a tierra y un voltímetro digital cuyo circuito de medición no tiene guarda y está flotando, pero cuyo

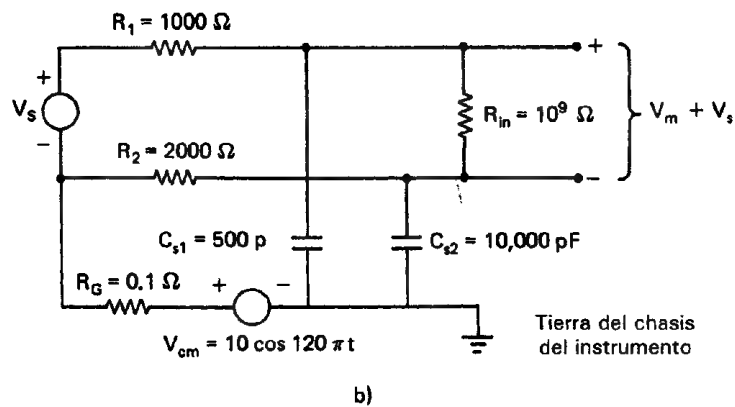
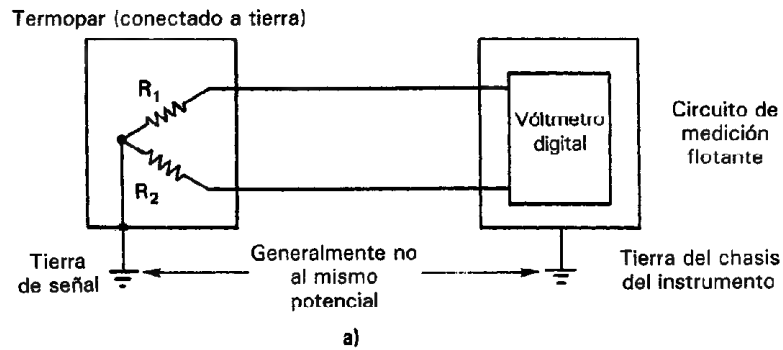


Figura 16-13 Sistema de medición con un medidor que utiliza un amplificador diferencial flotante no guarda: a) sistema de medición; b) modelo de circuito para el sistema.

chasis está conectado a tierra. En la figura 16-13 b) se muestra un circuito modelo para el sistema, incluyendo el voltaje de modo común entre las tierras de la señal y del instrumento y las capacitancias de acoplamiento entre los conductores del termopar y la tierra del instrumento. En el modelo, R_1 y R_2 son las resistencias de los conductores del termopar y R_{ent} es la resistencia de entrada del voltmetro digital. Para los valores de los componentes que se dan en el modelo [figura 16-13 b)], calcular el voltaje V_m de modo común que aparece entre las entradas del voltmetro digital. (Nótese que la capacitancia parásita entre la terminal alta del amplificador y el chasis, C_{s1} , es mucho menor que la capacitancia entre la terminal baja del amplificador y del chasis, C_{s2} . La razón de ello es que el lado alto es físicamente un alambre o un conductor delgado, mientras que el lado de baja es un plano o una superficie metálica grande, en la proximidad de la tierra del sistema de medición.

Solución. El voltaje de modo común V_{cm}^+ en la terminal (+) del voltmetro digital en la figura 16-13 con respecto a la tierra del instrumento en el chasis es

$$V_{cm}^+ = \frac{X_{cs1} \parallel (R_{in} + X_{cs2})}{R_1 + (X_{cs1} \parallel (R_{in} + X_{cs2}))} \times V_{cm} \approx \frac{(X_{cs1} \parallel R_{in}) V_{cm}}{R_1 + (X_{cs1} \parallel R_{in})}$$

en donde X_{cs1} es la reactancia capacitiva de C_{s1} cuando $\omega = 2\pi(60)$, y como $R_{ent} + 1/\omega C_{s2} \approx R_{ent}$ [cuando $\omega = 2\pi(60)$, $R_{ent} = 10^9 \Omega$, y $C_{s2} = 10,000 \text{ pF}$]. Ahora, como

$$X_{cs1} = \frac{1}{\omega C_{s1}} \approx \frac{1}{2\pi(60)5 \times 10^{-10}} = 5 \times 10^6 \Omega$$

que es mucho menos que R_{ent} , $(X_{cs1} \parallel R_{ent}) \approx X_{cs1}$. Así,

$$V_{cm}^+ \approx \frac{X_{cs1}}{R_1 + X_{cs1}} \times V_{cm} = \frac{(1/\omega C_{s1})(V_{cm})}{R_1 + 1/\omega C_{s1}} = \frac{V_{cm}}{\omega R_1 C_{s1} + 1}$$

Entonces
$$V_{cm}^- = \frac{X_{cs2}}{R_2 + X_{cs2}} \times V_{cm} = \frac{(1/\omega C_{s2})(V_{cm})}{R_2 + 1/\omega C_{s2}} = \frac{V_{cm}}{\omega R_2 C_{s2} + 1}$$

Por lo tanto, el voltaje debido a la interferencia de modo común, V_m , que aparece entre los extremos de R_{ent} es

$$\begin{aligned} V_m &= V_{cm}^+ - V_{cm}^- = V_{cm} \left(\frac{1}{\omega R_1 C_{s1} + 1} - \frac{1}{\omega R_2 C_{s2} + 1} \right) \\ &= V_{cm} \times \frac{\omega R_2 C_{s2} - \omega R_1 C_{s1}}{1 + \omega R_1 C_{s1} + R_2 C_{s2} + (\omega^2 R_1 R_2 C_{s1} C_{s2})} \end{aligned}$$

Ahora bien, $\omega R_1 C_{s1}$, $\omega R_2 C_{s2}$, y $\omega^2 R_1 R_2 C_{s1} C_{s2}$ son todos mucho menores que 1, y por lo tanto se pueden despreciar en el denominador de esa expresión. Así V_m es aproximadamente igual a

$$\begin{aligned} V_m &= V_{cm}(\omega R_2 C_{s2} - \omega R_1 C_{s1}) \\ &= 1200\pi(R_2 C_{s2} - R_1 C_{s1}) \cos 120\pi t \end{aligned}$$

Para los valores de los componentes de este circuito específico (figura 16-13), calculamos que

$$V_m = (73.5 \text{ mV}) \text{ sen } 120\pi t$$

Para una señal típica de termopar o de una carga extensométrica que tiene una amplitud de 10 a 30 mV, la señal de ruido de modo común presente en el sistema estorbará la señal deseada.

Ejemplo 16-3

Si el sistema del ejemplo 16-2 cuenta con guarda de entrada, como muestra el circuito modelo de la figura 16-14, calcular la señal de modo común V'_m que aparece ahora entre las entradas del voltmetro digital.

Solución. Estando instalado la guarda de entrada, el voltaje en el punto (a) de la figura 16-14 con respecto a tierra es

$$V_a = V_{cm} \frac{X_{C_{SH}}}{R_G + X_{C_{SH}}} = \frac{V_{cm}}{\omega R_G C_{SH} + 1}$$

Ahora los voltajes de modo común que aparecen en las entradas del voltmetro digital con respecto al punto (a) son aproximadamente

$$V_{cm}^{+'} \approx \frac{V_{cm} - V_a}{\omega R_1 C_{s1} + 1}$$

y

$$V_{cm}^{-'} \approx \frac{V_{cm} - V_a}{\omega R_2 C_{s2} + 1}$$

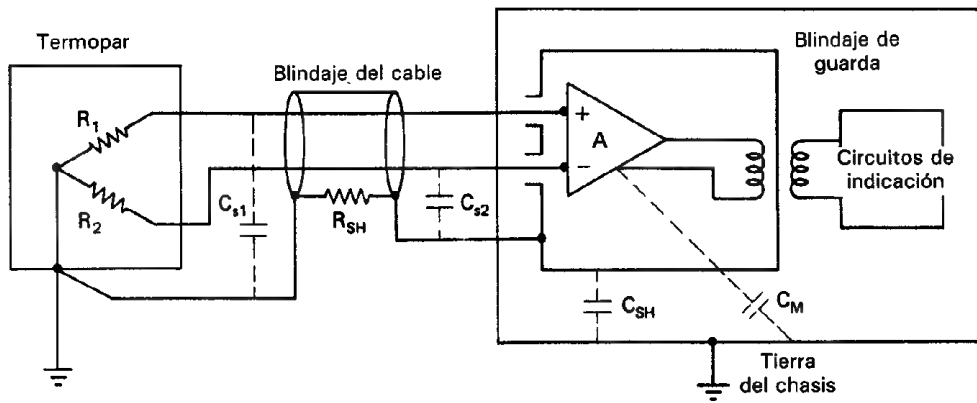
o bien, el voltaje de modo común que aparece ahora entre las entradas del voltmetro digital es $V'_m = (V_{cm}^{+'} - V_{cm}^{-'})$, o sea

$$V'_m \approx (V_{cm} - V_a)(R_2 C_{s2} - R_1 C_{s1}) \text{ sen } 120 \pi t$$

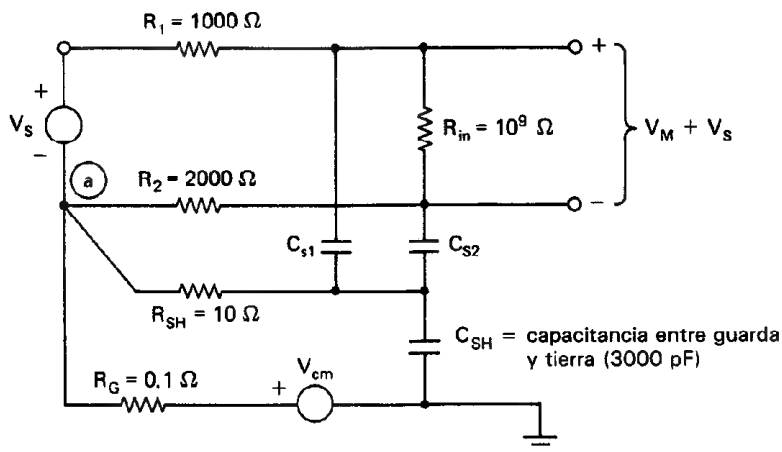
Nótese que como V_a para el circuito de la figura 16-14 es $V_a \approx 0.99999 V_{cm}$, el voltaje de modo común a 60 Hz que aparece entre las entradas del voltmetro digital se reduce al 0.001 por ciento del voltaje del modo común sin guarda

$$V'_m \approx 0.7 \mu V$$

En la práctica, las imperfecciones en el blindaje de la guarda ocasionarán algo de capacitancia C_M directamente entre el circuito de medición y la tierra del chasis del instrumento [figura 16-14 a)]. Así, la señal de ruido de modo común en las entradas del instrumento en realidad se reducirá desde $V_m = 73.5 \text{ mV}$ hasta aproximadamente $V'_m = 10 \mu V$



a)



b)

Figura 16-14 Sistema de medición idéntico al de la figura 15-14, excepto por el amplificador, ahora está rodeado por un blindaje de guarda de amplificador de entrada: a) sistema de medición; b) modelo de circuito equivalente del sistema (ignorando el efecto de C_m).

RUIDO INTERNO

Como se dijo en la introducción a este capítulo, la interferencia generada externamente es la principal fuente de ruido en la mayor parte de los sistemas de medición. Sin embargo, si se suprime suficientemente el ruido externo, el ruido generado internamente en todo el equipo electrónico y en sus componentes, es el que predominará. Por lo tanto, ese ruido interno limita la mejor sensibilidad de medición que puede lograrse. La

mayor parte de los sistemas de medición están diseñados para mantener un nivel de ruido generado internamente por debajo de la sensibilidad a la cual deben trabajar los instrumentos del sistema. Por lo tanto, el ruido interno no se nota a la salida. Si la operación se prolonga (por amplificación, p. ej.), a menores niveles de señal, esto es, hasta el límite donde la señal se acerca al nivel de ruido generado internamente, no se puede lograr mayor sensibilidad sin reducir el nivel de ruido interno.

El ruido es aleatorio, pero tiene propiedades estacionarias, esto es, tiene amplitud consistentemente medible, distribución y espectro de frecuencia. Esto significa que el ruido se puede caracterizar mediante un valor efectivo (rms).

$$\text{ruido total} = \sqrt{(V_{\text{fuente1}_{\text{rms}}})^2 + (V_{\text{fuente2}_{\text{rms}}})^2 + \dots}$$

Por ejemplo, encontraremos el ruido total, si el ruido de diferentes fuentes es como sigue:

$$V_{\text{rms}} = 0.12 \mu\text{V} \quad 10 \text{ Hz hasta } 100 \text{ Hz}$$

$$V_{\text{rms}} = 0.25 \mu\text{V} \quad 100 \text{ Hz hasta } 1 \text{ kHz}$$

$$V_{\text{rms}} = 0.32 \mu\text{V} \quad 50 \text{ Hz hasta } 2 \text{ kHz}$$

$$\text{ruido total } (V_{\text{rms}}) = \sqrt{(.12 \times 10^{-6})^2 + (.25 \times 10^{-6})^2 + (.32 \times 10^{-6})^2} = 0.423 \mu\text{V}_{\text{rms}}$$

El fabricante proporciona las características de ruido total en forma de una curva para un amplificador operacional. A esta curva generalmente se le llama *Ruido de Banda Ancha para Varios Anchos de Banda*. También hay una curva para el ruido de contactos o $1/f$ y generalmente se le llama *Voltaje de Ruido de Entrada en Función de la Frecuencia*. El ruido blanco, es el ruido que es independiente de la frecuencia; no cambia con la frecuencia. Las principales fuentes de ruido interno en los sistemas de medición son las siguientes: 1) ruido de Johnson o térmico, 2) ruido de golpe, 3) ruido de contacto, de baja frecuencia o de $1/f$, y 4) ruido de palomitas de maíz.

El *ruido térmico* o *ruido de Johnson* tiene su origen en el movimiento aleatorio de los electrones en materiales resistivos debido a la agitación térmica. Como se produce por movimiento térmico, la magnitud del ruido que genera aumenta con la temperatura. Como el ruido térmico tiene un espectro blanco de densidad de potencia (o sea que la densidad de potencia del ruido es independiente de la frecuencia), su magnitud también es proporcional al ancho de banda del sistema de medición (y a la resistencia del material en el que se origina). Por lo tanto, el ruido térmico se reduce al mínimo 1) reduciendo el ancho de banda del sistema mediante filtración; 2) seleccionando componentes y preamplificadores con características de bajo ruido y 3) enfriando las partes del circuito del sistema (típicamente las etapas de entrada) que sean los mayores contribuyentes del ruido en el sistema. Se define al ruido térmico mediante.

$$E_n = \sqrt{4kTR(f_H - f_L)}$$

en donde $k =$ constante de Boltzmann $= 1.38 \times 10^{-23}$ J/K

$T =$ temperatura en grados Kelvin

$R =$ valor de la resistencia en ohms

$f_H =$ frecuencia máxima de operación

$f_L =$ frecuencia mínima de operación

Ejemplo 16-4

Supongamos que una resistencia está trabajando sobre un ancho de banda de 100 kHz ($f_H - f_L$) y que el valor de la resistencia es de 470 K. Calcular el ruido térmico entre los extremos de la resistencia si la temperatura de trabajo de esa resistencia es 35°C.

$$E_n = \sqrt{4kTR(f_H - f_L)} = \sqrt{(4)(1.38 \times 10^{-23})(35 + 273)(470 \times 10^3)(100 \times 10^3)}$$

$$= 28.3 \mu\text{V}$$

El *ruido de disparo* o *ruido de Schottky* se debe al movimiento aleatorio de portadores de carga cruzando las interfases de las junturas en dispositivos semiconductores, tubos de vacío y fototubos. Como con el ruido térmico, el ruido de disparo es independiente de la frecuencia, pero se relaciona con la corriente directa a través de un dispositivo. Por lo tanto, una técnica efectiva para reducir el ruido de disparo es limitar la corriente a través del dispositivo, que actúa como la fuente de ese ruido.

La corriente del ruido de disparo está dada por la siguiente fórmula:

$$I_n = \sqrt{2qI_{dc}(f_H - f_L)}$$

en donde $q = 1.602 \times 10^{-19}$

$I_{dc} =$ la corriente directa a través del dispositivo.

Ejemplo 16-5

Suponer que la corriente directa a través de un diodo es 37 mA y que el ancho de banda de las frecuencias que se aplican a través del diodo es 75 kHz. Calcular la corriente del ruido de disparo a través del diodo y el voltaje del ruido que resulta a través de una resistencia de 5.1 k como consecuencia de la corriente del ruido de disparo.

$$I_n = \sqrt{2qI_{dc}(f_H - f_L)} = \sqrt{2(1.602 \times 10^{-19})(0.37)(75 \times 10^3)} = 0.0298 \mu\text{A}$$

$$V_n = I_n(R) = 0.0298 \times 10^{-6}(5.1 \times 10^3) = 152 \mu\text{V}$$

El *ruido de contacto de baja frecuencia* o de $1/f$ se presenta en los transistores y en otros dispositivos de estado sólido y se deriva su nombre del hecho de que su magnitud aumenta cuando la frecuencia disminuye. El origen de este excesivo ruido de baja frecuencia no se ha comprendido bien y a frecuencias menores de 1 kHz es la causa predominante del ruido interno en un sistema. Por lo tanto, la conclusión im-

portante que se puede sacar de las características del ruido de $1/f$ es que las mediciones de corriente directa se deben evitar si se han de vigilar señales sensibles.

Como el ruido introducido en la entrada del sistema se amplifica mediante las siguientes etapas, el ruido asociado con la etapa de entrada (con frecuencia en el preamplificador) constituye la fracción predominante de la señal de ruido interno total del sistema. Así, la directiva más importante a seguir en el diseño de sistemas de medición con bajo ruido interno es mantener la etapa de entrada del sistema tan libre de ruido como sea posible. El ruido interno en la entrada se reduce al mínimo empleando la misma técnica de supresión de ruido que la que se presentó en esta sección. El ruido externo se mantiene a bajo nivel colocando la etapa de entrada del sistema (típicamente el preamplificador) tan cerca de la fuente de señal como sea posible. La señal de salida del preamplificador se puede transmitir entonces al amplificador principal. En las referencias 3 y 5 se pueden encontrar mayores informaciones acerca de fuentes de ruido interno y de reducción de ese ruido.

El ruido de *palomitas de maíz* o de *explosión* es el resultado de un cambio en el nivel de corriente directa a través de un semiconductor. Probablemente sea causado por imperfecciones cerca de la superficie de dicho semiconductor.

PROBLEMAS

1. Describir los efectos de interferencia externa de *campo cercano* y de *campo lejano*.
2. Describir cómo el acoplamiento capacitivo puede causar la introducción de interferencia en un sistema de medición.
3. ¿Cómo afectarían las condiciones siguientes las señales de ruido acopladas capacitivamente?
 - a) La frecuencia
 - b) La impedancia de entrada del instrumento de medición
 - c) La magnitud del acoplamiento capacitivo entre la fuente y el sistema de medición
4. Si el acoplamiento capacitivo C_c entre una fuente de ruido y un sistema de medición es 0.2 pF, la frecuencia del ruido es 1 kHz, la amplitud de la señal de ruido es 15 V y la impedancia de entrada del instrumento de medición es 10 M Ω , calcular la magnitud de la señal de ruido acoplada capacitivamente en el sistema de medición.
5. Describir cómo el acoplamiento inductivo puede originar la introducción de interferencia en un sistema de medición.
6. Describir las señales de interferencia acopladas conductivamente y los pasos que se deben tomar para reducirla en los sistemas de medición.
7. Explicar cómo los transformadores de corriente blindados correctamente pueden reducir la interferencia acoplada conductivamente en los sistemas de medición.
8. Explicar la "conexión a tierra en punto único". ¿Bajo qué condiciones puede reducir esta conexión a tierra en punto único los problemas de circuito a tierra de los sistemas de medición? ¿Bajo qué condiciones se deben tomar medidas adicionales para reducir los problemas del circuito a tierra?
9. Definir un "circuito a tierra".
10. Explicar cómo los circuitos a tierra pueden existir en sistemas aún cuando un punto en el sistema esté conectado a tierra.

11. ¿Qué es “guarda de entrada”? ¿Cómo reduce un blindaje de guarda de entrada los efectos del ruido de modo común y los problemas del circuito a tierra en los sistemas de medición?
12. Se usa un transformador de potencia sin blindaje para tratar de construir una fuente de poder aislada (flotante) (figura P16-1). La capacitancia entre el lado de la terminal de salida (—) de esta fuente (punto A) y la tierra es 20 pF. Usando un voltmetro de corriente alterna con una resistencia de entrada de 100 k Ω , un estudiante mide el voltaje en relación con la tierra en el punto A. Encuentra que es una señal senoidal de 3 V y 60 Hz. Explicar el resultado. [Sugerencia: Podemos suponer en este caso que la capacitancia entre los devanados del transformador se comportarían como si se conectara un capacitor entre las salidas centrales (taps) de los dos devanados como se muestra en la figura P16-1. También, se pueden despreciar todas las demás impedancias del transformador, hasta el primer orden.]

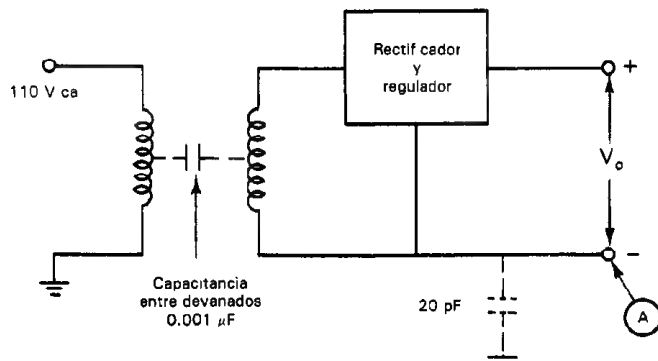


Figura P16-1

13. Para tratar de comprender todavía más el circuito de la figura P16-1, el estudiante emplea un osciloscopio con impedancia de entrada de 1 M Ω y 47 pF para repetir la medición en el punto A. Esta vez nota una onda senoidal de 60 Hz y 22 V. Finalmente, emplea una sonda atenuadora en el osciloscopio de 10 M Ω y 4.7 pF y observa una onda senoidal de 60 Hz y 62 V. Explicar estos resultados.
14. Este problema muestra cómo una fuente de poder aislada incorrectamente para un circuito puente que se emplea como compensador de termopar puede introducir interferencia acoplada inductivamente a través del transformador de potencia (figura P16-2). La capacitancia entre los devanados es, de hecho, activada con un voltaje de modo común de 55 V ca. El rectificador y el regulador se pueden considerar un cortocircuito para todas las corrientes de modo común. Demostrar que la amplitud de la interferencia de 60 Hz es $\omega C_1[(R_1/2) + R_g]$ veces la amplitud de la línea de alimentación. Calcular la amplitud de la interferencia para
- $C_1 = 0.001 \mu\text{F}$ (sin blindaje)
 - $C_1 = 0.50 \text{ pF}$ (un solo blindaje)
 - $C_1 = 0.1 \text{ pF}$ (circuito con guarda correctamente con transformador de blindaje triple)

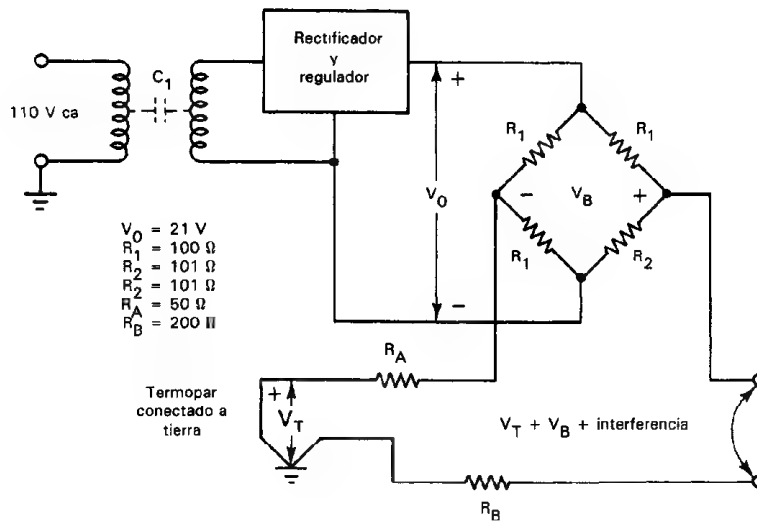


Figura P16-2

REFERENCIAS

1. *Grounding and Noise Reduction Practices for Instrumentation Systems* (Prácticas de conexión a tierra y de reducción de ruido para sistemas de instrumentación). El Segundo, Calif.: Scientific Data Systems, inédito.
2. Malmstadt, H. V., Enke, C. G., y Crouch, S. R., *Instrumentation for Scientists* (Instrumentación para científicos). Secciones 4-1 y Apéndice 4-A. Menlo Park, Calif.: W. A. Benjamin, 1982.
3. Morrison, R., *Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation* (Técnicas de conexión a tierra y blindaje en instrumentación). New York: John Wiley, 1986.
4. Hieftje, G. M., "Signal to Noise Enhancement through Instrumental Techniques" (Mejoramiento de relación de señal a ruido mediante técnicas instrumentales), *Analytical Chemistry*, Vol. 44, No. 7, 1982, pp. 81A, 169AA.
5. Ott, H. W., *Noise Reduction Techniques in Electrical Systems* (Técnicas de reducción de ruidos en sistemas eléctricos), 2ª ed., New York: John Wiley, 1988.
6. Strong, P., *Biophysical Measurements* (Mediciones biofísicas). Cap. 19. Beaverton, Ore.: Tektronix, 1970.

Introducción a los Sistemas de Instrumentación

Los sistemas electrónicos de medición son conjuntos de instrumentos y componentes interconectados para llevar a cabo una función general de medición. Los componentes del sistema no sólo deben efectuar correctamente sus funciones individuales, sino que también deben trabajar eficazmente con los demás componentes que constituyen el sistema. Este requisito resalta la importancia de asegurar que exista la *interconexión* o *interfase* adecuada entre todos los componentes que constituyen el sistema. La *interconexión* o *interfase* se define como *la unión de los componentes de tal modo que puedan funcionar en forma coordinada y compatible*.

Con el advenimiento de la electrónica digital se ha hecho aun más importante el conocer los fundamentos de las interconexiones. Como los instrumentos tanto analógicos como digitales con frecuencia se emplean en los sistemas de medición, se debe comprender la interconexión en las tres situaciones siguientes:

1. Interconexión de instrumentos analógicos con analógicos
2. Interconexión de instrumentos analógicos con digitales
3. Interconexión de instrumentos digitales con otros dispositivos digitales (impresoras, computadoras, etc.)

Este capítulo se ocupa principalmente de los sistemas analógicos y de los analógicos a digitales. En el capítulo 18, que está dedicado únicamente a ese tema, se tratan por separado las interconexiones digitales con digitales.

Sin embargo, se debe hacer notar que muchos de los temas que se tratan en este capítulo ya se han detallado en otras partes del libro. Este capítulo debe servir como panorámica de los tópicos y de los problemas que se encuentran en los sistemas de medición. El lector deberá consultar, por lo tanto, aquellas secciones donde se exploran los temas específicos con más detalle.

SISTEMAS ANALOGICOS

Los sistemas analógicos se configuran enteramente con componentes que miden, transmiten, muestran o registran datos sólo en forma analógica. En general, todos esos sistemas completamente analógicos encuentran su mayor empleo en aplicaciones que necesitan un amplio ancho de banda, o cuando se puede tolerar menor exactitud. También tienden a ser menos complejos que los sistemas analógicos a digitales, pero, como resultado de ello, no pueden manejar un volumen tan grande o complejidad en los datos de entrada.

Los sistemas analógicos contienen típicamente algunos o todos los elementos siguientes:

1. *Fuentes de señal* (de las cuales hay dos clases generales):
 - a) Elementos que producen señales como resultado de *medición directa* de cantidades eléctricas (p. ej., voltaje, corriente, resistencia, frecuencia, etc.).
 - b) Dispositivos que convierten parámetros no eléctricos en una señal eléctrica (*transductores*). Los transductores se describen en detalle en el capítulo 14.
2. *Elementos de acondicionamiento de señal analógica*. La señal analógica del transductor raramente es de forma adecuada para registrarse o mostrarse directamente. Generalmente debe primero pasar por una serie de procesos de acondicionamiento de señal antes de mostrarse. Esos procesos pueden ser algunos o todos los siguientes: amplificación, filtrado, linealización, corrimiento y amortiguación. El equipo de acondicionamiento de señal en los sistemas de instrumentación se diseña para llevar a cabo esas funciones. El proceso de amplificación (y algunas veces de amortiguación) se lleva a cabo mediante amplificadores electrónicos. Las características de los amplificadores y su empleo en los sistemas de instrumentación se describió en el capítulo 15. Los procesos restantes de acondicionamiento de señal se describen brevemente en este capítulo.
3. *Instrumentos de medición e indicación*, como osciloscopios (capítulo 6), medidores analógicos (capítulos 4 y 9), etc.
4. *Instrumentos de registro gráfico*, como los registradores de cartas (capítulo 7).
5. *Registradores analógicos de cinta magnética* (capítulo 7).

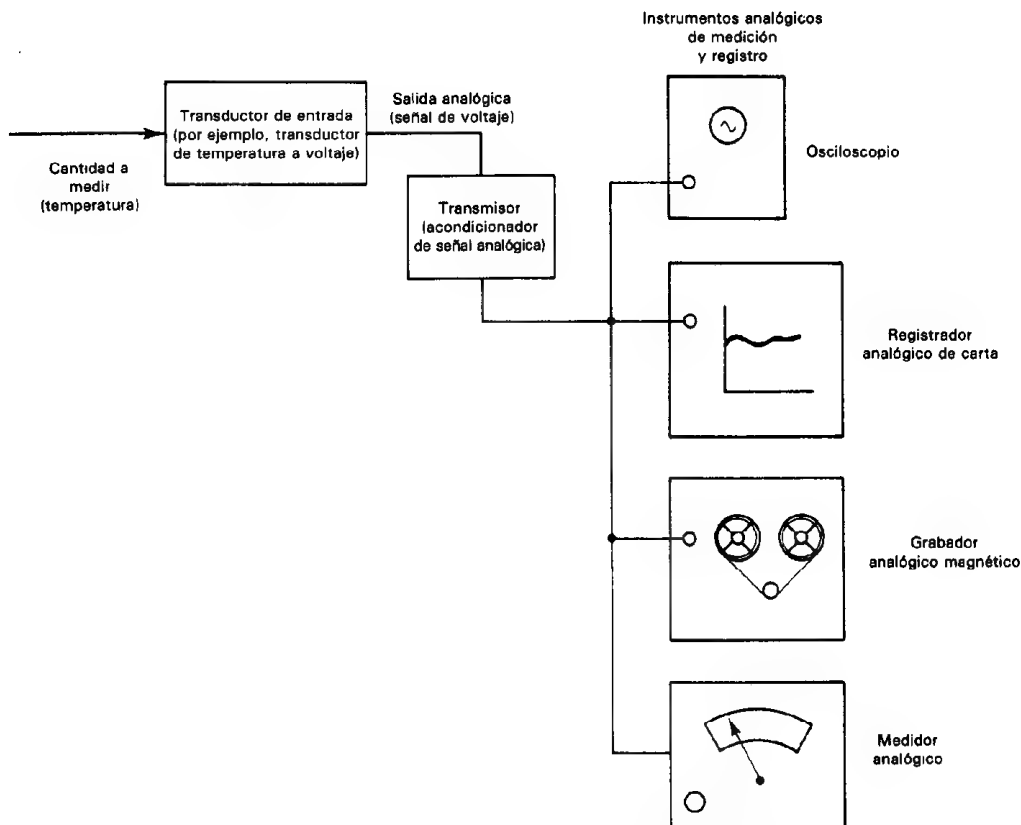


Figura 17-1 Ejemplo de un sistema sencillo de medición analógica.

La figura 17-1 muestra un ejemplo sencillo de ese sistema de instrumentación totalmente analógico. Un transductor de temperatura a voltaje (p. ej., un termopar) detecta la temperatura que se mide (entrada analógica) y la transforma en una señal de voltaje (salida analógica). La señal analógica de voltaje se transmite a uno o más de los instrumentos analógicos de medición o registro que se muestran (osciloscopio, registrador de cartas, grabadoras de cinta magnética o medidor analógico). En este sistema, todo acondicionamiento de señal que amplifique o modifique de cualquier manera la señal de interés se hace en forma analógica mediante los instrumentos analógicos de medición o registro.

Para interconectar adecuadamente todos los elementos de los sistemas analógicos se deben resolver los problemas tales como: igualación de impedancias y carga, susceptibilidad a la captación de ruido cuando los datos son transmitidos del transductor al instrumento, aterrizaje adecuado, circuitos de tierra e interferencia asociada con los circuitos de tierra, incompatibilidad de la fuente de señal y los instrumentos de medición (p. ej., en términos de sensibilidad, respuesta a la frecuencia, etc.). A menos que los diseñadores de un sistema específico de instrumentación comprendan los

requisitos que surgen debido a las condiciones de interconexión y aseguren que se cumplan todos, no se puede garantizar que el sistema de medición lleve a cabo correctamente la tarea para la cual fue diseñado. También se debe recordar que las mismas consideraciones de interconexión para los sistemas analógicos se deben tomar en cuenta en los segmentos analógicos de los sistemas analógicos a digitales.

Algunos de los problemas de interconexión que deben resolverse en los sistemas analógicos se han descrito en varios otros capítulos. La captación de ruido externo y las técnicas para suprimirlo son los temas del capítulo 16. La sensibilidad de los instrumentos, la respuesta a la frecuencia y otras especificaciones importantes se describen en los capítulos que tratan sobre los instrumentos específicos de interés. La igualación de impedancia, la carga, la conexión a tierra, los cables y los conductores, y otros temas de interconexión analógica (como seguridad personal y del equipo) se describen en el capítulo 3.

DIVERSOS ASPECTOS DE ACONDICIONAMIENTO ANALOGICO DE SEÑAL

En esta sección se presentan breves introducciones de aquellos aspectos de acondicionamiento de señales analógicas que no se consideraron en otros capítulos de este libro.

- **Filtrado.** Como se describió en el capítulo 16, el ambiente en que se llevan a cabo las mediciones eléctricas puede ocasionar que señales indeseables de interferencia se acoplen en el sistema de medición. También se puede presentar la interferencia en la misma señal (interferencia interna). Esa interferencia, no obstante todos los intentos para reducir su magnitud, puede seguir originando errores demasiado grandes en los datos de medición. Sin embargo, con frecuencia puede reducirse la severidad de esta interferencia mediante el empleo de filtración adecuada en el sistema. Los filtros pueden diseñarse para rechazar señales en los rangos de frecuencia específicos que se desee (filtros paso baja, filtros paso alta, filtros paso banda, etc.). Se pueden implementar circuitos de filtro con sólo resistencias, capacitancias e inductancias (filtros pasivos) o bien empleando dispositivos activos (transistores, amplificadores operacionales), ganancia y realimentación (filtros activos). El diseño de filtros es un tema que no debemos esperar cubrir en este libro, pero en las referencias 4, 6, 7 y 8 al final del capítulo se dan fuentes útiles de mayor información sobre el tema.

Para muchos transductores, la velocidad de transferencia de información es más bien baja y sus anchos de banda máximos son de cerca de 10 Hz. El filtrado de ruido de las señales de estos transductores se realizan relativamente fácil con el uso de filtros *paso baja*. Estos responden perfectamente a señales de muy bajas frecuencias y tienen gran atenuación a altas frecuencias.

- **Linealización.** En muchos casos, la proporcionalidad que existe entre la variable de entrada al transductor y su señal de salida no es lineal. Las lecturas o los mecanismos de registro de los sistemas se diseñan generalmente para res-

ponder a señales como si la relación entre la entrada y salida de las fuentes de señal fueran lineales. Así, las no linealidades reales causan errores en los datos medidos. Para reducir esos errores, la salida del transductor se puede linealizar como parte del proceso de acondicionamiento de señal analógica. Para corregir (linealizar) las señales de salida del transductor se emplean varias técnicas de linealización, incluyendo la modificación de los circuitos del transductor, o el procesamiento analógico de la señal del transductor.

Por ejemplo, si el voltaje de salida de un transductor tuviera variaciones exponencialmente con respecto a su variable dinámica de entrada, la señal de salida del transductor podría alimentarse a un amplificador cuya salida varíe en forma inversa la entrada del transductor (es decir, un amplificador logarítmico cuya salida varía de acuerdo con el logaritmo natural de su entrada). Con ello, la salida del amplificador variaría linealmente con respecto a cambios en la señal de entrada del transductor.

Como segundo ejemplo, los voltajes de salida de los termopares varían no linealmente con respecto a la temperatura. Las no linealidades son *indeseables pero predecibles* para cada tipo de termopar. Se puede sobreponer una señal de corrección que tenga una variación cuadrática, a las salidas reales del termopar para linealizarlas dentro de un error aceptable (típicamente de ± 1 por ciento). Esta corrección se puede generar empleando *módulos logarítmicos de funciones múltiples* comerciales, fabricados con circuitos integrados.

Los detalles adicionales de la linealización se salen del propósito de nuestra descripción. Las referencias 4, 5 y 9 contienen mayor información sobre el tema.

- *Desviación y conversión de nivel.* La salida del transductor del sistema puede estar en una forma (p. ej., cambio de voltaje o cambio de resistencia), mientras que el dispositivo de lectura podría necesitar la señal en otra forma (p. ej., de una corriente de 4 a 20 mA). También podría ser que la señal tuviera una variación pequeña en comparación con un valor grande. Esta y otras situaciones necesitan de alguna forma de acondicionamiento de señal que altere la señal correctamente para hacerla compatible para la interacción con los elementos siguientes del sistema. Tres ejemplos de esas técnicas de desviación y conversión de nivel son: 1) un convertidor modular de voltaje a corriente de 4 a 20 mA (que se describirá más en la siguiente sección) se puede emplear para cambiar las señales de la forma de voltaje a la de corriente; 2) se pueden emplear circuitos puente (que se describieron en el capítulo 10) para desplazar las pequeñas variaciones de voltaje con respecto al valor grande fijo a partir del cual varían y 3) los circuitos de monitoreo de temperatura pueden incorporar elementos amplificadores de instrumentación de conversión de nivel que compensen las señales para que las salidas indiquen, digamos, grados Celsius en lugar de grados Kelvin. Se emplean muchas otras técnicas de desviación y conversión de nivel en los sistemas de instrumentación como parte del proceso de acondicionamiento de señal.

- *Amortiguamiento (igualación de impedancia).* La impedancia de salida de los transductores puede ser fuente de problemas en ciertas aplicaciones de sistemas. Por ejemplo, los transductores de alta impedancia de salida pueden originar errores no deseados de carga o pueden afectar adversamente los tiempos de asentamiento de los multiplexores del sistema (véase la descripción siguiente de multiplexores para redondear este punto). Las impedancias desequilibradas pueden conducir a errores de interferencia de modo común. Se usan circuitos tanto pasivos como activos (los últimos comprenden generalmente amplificadores de instrumentación) como elementos acondicionadores de señal de transformación de impedancia (*o amortiguadores*) para superar esos problemas.

TRANSMISION DE SEÑAL ANALOGICA

Como se hizo notar en la descripción anterior, generalmente las señales analógicas pueden transmitirse al dispositivo de medición o de registro desde el punto de la medición. Los datos en la señal se pueden mantener en forma analógica durante la transmisión, o pueden convertirse a digitales antes de mandarse a su destino. En esta sección se presentan los métodos de transmisión analógica. En el capítulo 18 se describe la transmisión de datos digitales.

En el ejemplo de sistemas analógicos de la figura 17-1, la señal analógica se manda directamente desde el transductor hasta los instrumentos de medición y registro, sin acondicionamiento adicional (amplificación, filtrado, etc.). Este método de transmisión es el más sencillo, pero su aplicación es muy limitada. Si la fuente de señal y el instrumento de medición están muy cerca (digamos de 1 a 2 m) y los niveles de la señal no son demasiado pequeños (p. ej., > 100 mV), esta técnica puede ser lo suficientemente eficaz para dar resultados satisfactorios. Esto es, la señal de voltaje puede llegar a los instrumentos sin haber degradado apreciablemente por la resistencia del cable o por la captación de ruido externo.

Sin embargo, si los niveles de señal son pequeños (< 100 mV) y si los instrumentos pueden estar localizados a cierta distancia del punto de medición (> 5 m), este método sencillo de transmisión de señal analógica probablemente no sea suficiente. La mayor parte de las mediciones de aplicaciones de control de proceso involucran la transmisión de señales de bajo nivel. Como se describió en el capítulo 16, la transmisión analógica de larga distancia y bajo nivel es muy susceptible a degradación de la señal debida a captación de ruido externo, problemas de ruido de modo común (circuito a tierra) y reducción del voltaje de señal debida a la resistencia del cable. Además, si la señal es un voltaje analógico de corriente alterna, se debe tomar en cuenta también su modificación debido a la capacitancia de las líneas de transmisión (que aumenta directamente con el aumento en la longitud del cable). Por lo tanto, generalmente se emplean otros dos métodos de transmisión de señal si es necesario mandar señales de bajo nivel y en forma analógica a través de grandes distancias. Esos métodos son 1) transmisión de voltaje analógico de señales aumentadas por amplifi-

cadadores de instrumentación antes de su transmisión y 2) transmisión de corriente analógica, en la que se amplifica la señal analógica y a continuación se convierte a forma de corriente con un valor entre 4 y 20 mA (circuito de corriente de 4 a 20 mA).

La *transmisión de voltaje analógico* empleando amplificadores de instrumentación cerca de la fuente de señal es un método muy común si la distancia es menor que unos 30 m. Este método es menos caro que el método de corriente analógica (4 a 20 mA) y es igualmente efectivo siempre que no se rebase la limitación de distancia. La señal de bajo nivel de la fuente se amplifica mediante un amplificador de instrumentación colocado tan cerca de la fuente de señal como sea posible. La salida del amplificador de instrumentación es una señal de voltaje analógico de alto nivel de 0 a 5 V, o 0 a 10 V. Debido a que tienen amplitudes sustancialmente mayores, esas señales de voltaje de alto nivel no sufren tanta degradación durante la transmisión en sistemas bien diseñados contra captación de ruido externo. Sin embargo, para distancias mayores que 30 pies la resistencia del cable, los problemas de conexión a tierra, etc., reducen la eficacia de esta técnica y entonces se perfila como la mejor selección el método del circuito de corriente de 4 a 20 mA. [Nótese que las características de los amplificadores de instrumentación se describieron en detalle en el capítulo 15].

El *método de transmisión de corriente analógica* emplea una señal analógica de corriente de cd con un valor de 4 mA correspondiendo a señal de valor cero y de 20 mA representando la escala completa. Ha llegado a ser método favorito de distribución de datos en muchas aplicaciones industriales. (Este es también un tipo seguro de método de transmisión porque la falta repentina de corriente en el circuito es una indicación inmediata de una descompostura en el sistema de transmisión.) La señal de corriente se puede transmitir a distancias de hasta 3 km, y esto permite que la medición de parámetros tales como presión, temperatura, etc., se conduzca hacia cuartos de control desde lugares remotos de plantas. Se pueden conectar diferentes cargas al circuito de transmisión debido a que los circuitos están diseñados para trabajar en cualquier carga de 0 Ω hasta 1000 Ω . También, la señal en el circuito de corriente es más inmune al ruido que una señal de voltaje porque los circuitos del método de 4 a 20 mA constituyen trayectorias de baja impedancia. Además, como la corriente en un circuito en serie es constante en cualquier lugar del trayecto en serie, no hay degradación de la señal con la distancia como la hay al transmitir señales de voltaje (la degradación de la señal de voltaje con la distancia se presenta debido a las caídas de voltaje a través de la resistencia del cable por el que se transmite la señal).

El transmisor de 4 a 20 mA que se emplea para implementar este método amplifica las señales de voltaje analógico del transductor, sensor o fuente de señal y a continuación las convierte a una señal analógica de corriente. Los transmisores (figura 17-2) son alimentados mediante una fuente de voltaje directo de 24 o 48 V y las salidas del transmisor son señales de corriente que van de 4 a 20 mA. Los transmisores están encerrados en cajas herméticas y a prueba de explosión, lo que los hace ideales para empleo en ambientes extremos o peligrosos.

En la figura 17-3 se muestra un sistema de 4 a 20 mA en que se emplea ese transmisor. Vemos que la señal de corriente se puede reconvertir a la señal de voltaje más empleada que se mide con voltímetros, colocada en serie en el circuito 4 a 20 mA

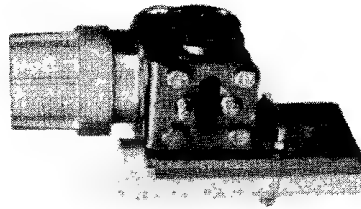


Figura 17-2 Transmisor de proceso Westinghouse Veritrak modelo 75, de dos conductores. Es representativo del equipo disponible de fabricantes de instrumentos. Incluye filtración de interferencia de radiofrecuencia, interferencia electromagnética y blindaje, la cubierta es a prueba de explosión y la unidad trabaja en temperaturas entre -40 y $+161^{\circ}\text{C}$. (Cortesía de Westinghouse Electric Corp.)

en la localización del instrumento, osciloscopios, etc., con una resistencia de caída de $250\ \Omega$. Si se desea convertir la señal a forma digital, el voltaje observado a través de la resistencia de caída es de la forma adecuada para alimentarse a un convertidor analógico a digital.

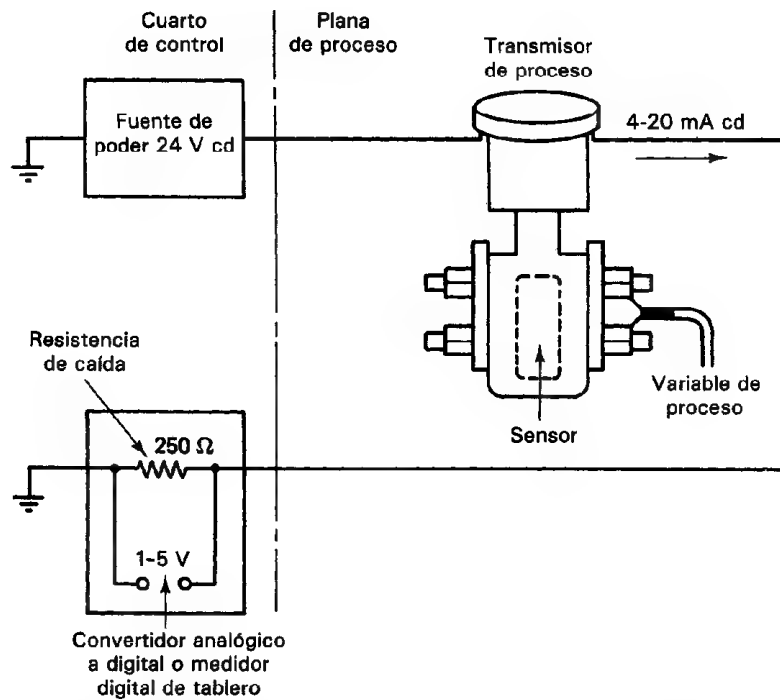


Figura 17-3 Un transmisor de proceso de dos alambres trabaja esencialmente igual que una resistencia variable. Toma su corriente de una fuente de poder de 24 o 48 V cd, convierte la entrada de su sensor a una señal de 4 a 20 mA de cd y transmite la salida de regreso al cuarto de control. Si la señal va a un convertidor analógico a digital, una resistencia de caída convertirá la señal a un voltaje.

Calibración de Señales en Instrumentación Analógica (Circuitos de Instrumentación)

Un calibrador de señal de instrumentos analógico (que en adelante llamaremos “calibrador”) (figura 17-4), se usa generalmente para probar y calibrar los circuitos de instrumentación. La mayoría de los calibradores son capaces de medir y proporcionar señales tanto de voltaje como de corriente. En esencia son un milivóltmetro y miliamperímetro de precisión y una fuente de poder de milivolts y miliamperes. Las secciones individuales están aisladas de modo que se puede tener simultáneamente mediciones y suministro de señal. El calibrador debe tener una resolución de 0.01 mV y 0.01 mA y una exactitud de 0.01 por ciento de la escala completa. Los circuitos de instrumentación analógicos (figura 17-1) generalmente se calibran y se prueban en secciones. Por ejemplo, se mide la salida del termopar antes de conectarla al acondicionador de señal analógica (que generalmente se llama transmisor). Se mide la salida del termopar al final de los conductores que lo conectan con el acondicionador de señal analógica (figura 17-5). El transmisor se prueba y se calibra inyectando una señal en el transmisor y simultáneamente midiendo la señal de salida de él (figura 17-6).

Se puede emplear un calibrador para medir la salida de un transductor y compararla con la especificación respectiva. La terminal roja del calibrador es positiva



Figura 17-4 Calibrador de señal Transmation modelo 1045 DC para instrumentos analógicos. (Cortesía de Transmation, Inc.)

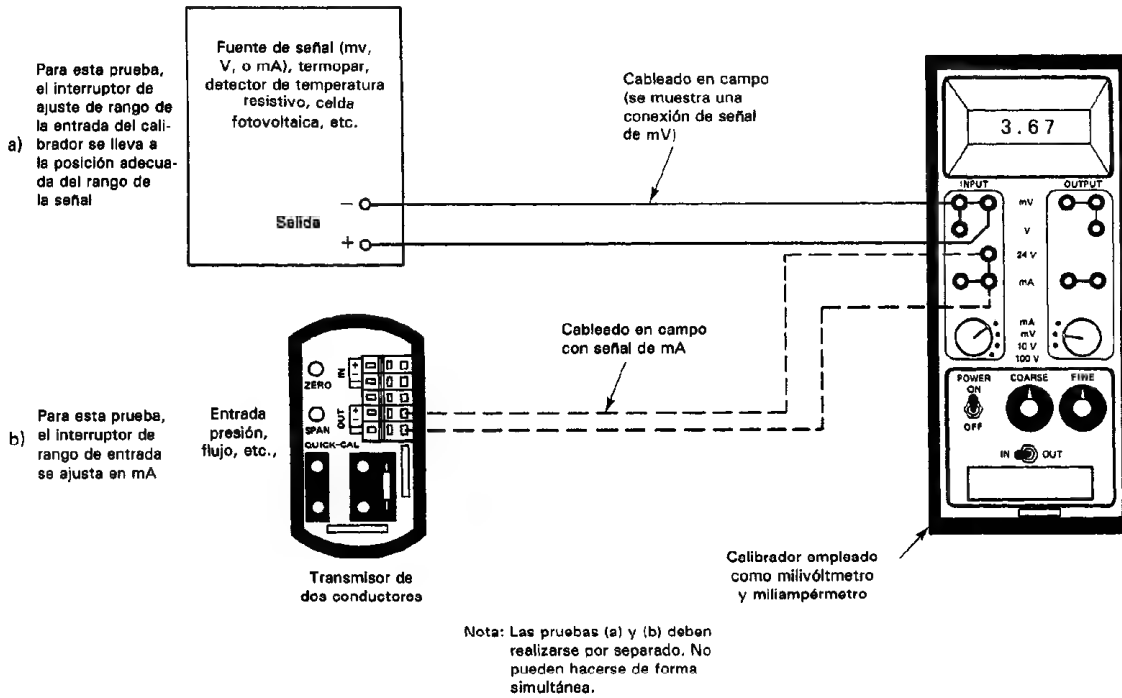


Figura 17-5 Diagrama de bloques para probar y calibrar una fuente de señal de milivolts, de volt o de miliamperes: a) prueba de una fuente de milivolts, de volt o de miliamperes; b) prueba de calibración de un transmisor de dos conductores (fuente de miliamperes). (Cortesía de Transmation, Inc.)

(+) tanto para la entrada como para la salida, mientras que la terminal negra es negativa (—). Se examinará el empleo de un calibrador para probar un termopar y el cableado desde el termopar hasta el transmisor (figura 17-5). Se calienta el termopar hasta una temperatura conocida. Se mantiene esta temperatura constante mientras se lleva a cabo la prueba. Se conecta el conductor rojo del termopar con la terminal negra (—) del calibrador (el conductor rojo de un termopar siempre es negativo; véase capítulo 14). Se conecta el otro conductor del termopar con la terminal roja (+) del calibrador. Se selecciona el modo de entrada de mV en el calibrador. Se leen los milivolts en la pantalla y se compara la lectura con los valores de una tabla estándar de referencia de termopar (en la tabla, los milivolts se deben corregir por la temperatura ambiente del calibrador). Si el valor de la lectura y el valor corregido de la tabla de referencia no coinciden dentro de un límite razonable de exactitud, entonces el termopar o los conductores del mismo están defectuosos. Se establece la exactitud según los requisitos del sistema en general.

Como segundo ejemplo, se examinará el uso de un *calibrador* para probar un transmisor de dos conductores (un acondicionador de señal que convierte un tipo de señal en otro). Las cantidades convertidas no tienen que ser señales eléctricas. Por

ejemplo, un transmisor de dos conductores puede convertir una señal de mV de un termopar en una señal de corriente de 4 a 20 mA. Sin embargo, un segundo transmisor de dos conductores podría convertir una señal neumática (de presión de aire) de 3 a 15 libras por pulgada cuadrada en una señal de 0 a 5 volts. Se examinará una señal de 0 a 5 volts de un potenciómetro que se convierte a una señal de 4 a 20 mA mediante un transmisor de 2 conductores (figura 17-6). El eje del potenciómetro se conecta al eje de una válvula de modo que cuando la válvula esté cerrada la señal de salida del potenciómetro sea 0 volts; cuando la válvula esté abierta, el voltaje de salida es de 5 volts. El transmisor de dos conductores puede probarse antes de instalar la válvula y el potenciómetro empleando un calibrador como simulador de la salida de un potenciómetro o se puede usar el calibrador para determinar si un potenciómetro manda una señal errónea. Primero, se ajusta el calibrador a mV y a continuación se ajusta la salida empleando los controles grueso y fino hasta que la pantalla indique 0 volts. Se lee la amplitud de la señal de entrada en la pantalla del calibrador. Si la pantalla no indica 4 mA, se debe ajustar el transmisor de dos conductores a cero des-

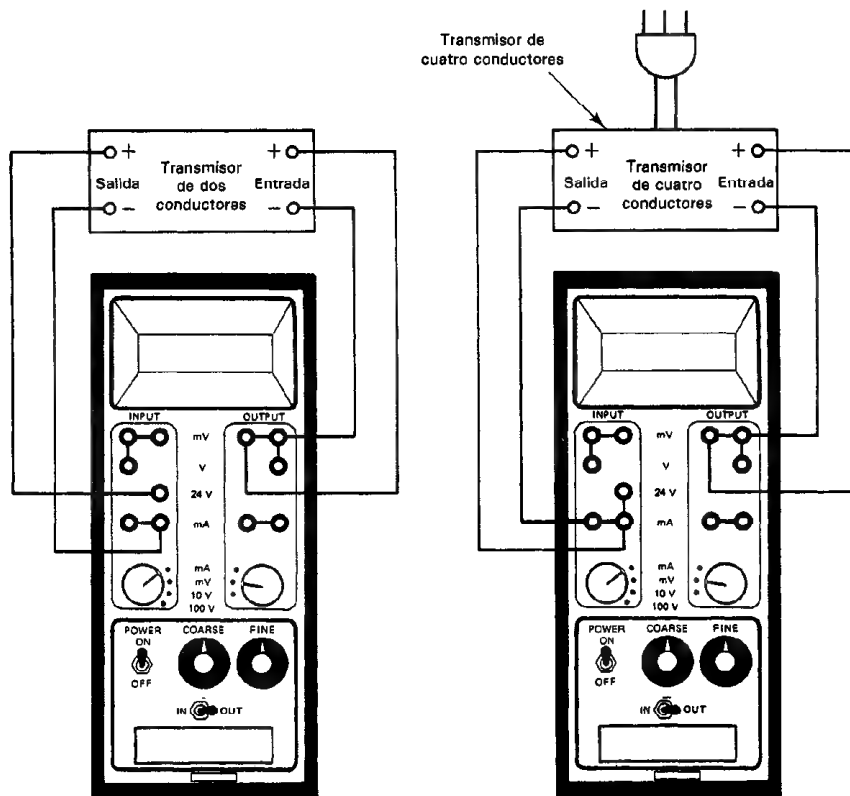


Figura 17-6 Diagrama de bloques para prueba y calibración de transmisores de dos y de cuatro conductores. (Cortesía de Transmation, Inc.)

viación. Se gira el tornillo de ajuste de cero del transmisor hasta que la salida del transmisor corresponda a 4 mA. A esto se le llama "ajuste del *cero*". A continuación, la salida del calibrador se ajusta a 5 volts. La indicación del calibrador debe ser ahora 20 mA. Se ajusta la salida del transmisor con el tornillo *intervalo* (*span*) hasta que la pantalla indica 20 mA. Ambos procedimientos hacen lo que generalmente se llama *ajuste de cero e intervalo*.

SISTEMAS ANALOGICOS A DIGITALES

Los sistemas de medición en los cuales los datos medidos se adquieren en forma analógica, pero a continuación se convierten a forma digital antes de mostrarlos, registrarlos o transmitirlos, tienen un uso muy amplio. Con más frecuencia se emplean cuando la señal eléctrica o el proceso físico que se está monitorcando presenta un estrecho ancho de banda (un ejemplo sería una señal o proceso que varíe lentamente con el tiempo), y cuando se necesita de gran exactitud. Los sistemas sencillos analógicos a digitales pueden contener únicamente un canal. Los sistemas analógico a digitales más complejos pueden contener muchos canales de entrada. Estos sistemas de múltiples canales pueden medir un gran número de parámetros de entrada, comparar los datos contra límites o condiciones preestablecidas y llevar a cabo cálculos y decisiones basados en los datos de entrada. En general, los sistemas analógicos a digitales son más complejos que sus contrapartes totalmente analógicas, pero también poseen capacidades más amplias y mejores de manejo de datos.

Además de las características superiores de manejo de datos de los sistemas analógicos a digitales, tienen otra ventaja muy importante sobre los sistemas totalmente analógicos: la de una inmunidad mucho mayor a captación de ruido de señales transmitidas en forma digital. El ruido eléctrico se capta fácilmente y las señales analógicas de bajo nivel se pueden modificar dramáticamente durante la transmisión, aun cuando se sigan prácticas cuidadosas de blindaje. Por otro lado, los datos digitales se pueden transmitir exactamente debido a la diferencia de voltaje entre los estados de "0 lógico" y de "1 lógico" y de un sistema digital, generalmente es muy superior a la amplitud del ruido eléctrico captado por la línea de transmisión. Por ejemplo, si las señales digitales se transmiten en los niveles (muy usados) de "1 lógico" = 5 V, y "0 lógico" = 0 V, una captación de ruido de ± 1 V superpuesta sobre cualquiera de los estados lógicos no causaría ningún error en la transmisión de datos digitales. Así, en un sentido práctico, no hay límite a la precisión con la que se pueden transmitir los datos digitales. Además, el costo de los componentes que llevan a cabo la conversión de señales analógicas a forma digital ha decrecido dramáticamente, de modo que ha sido muy redituable incorporar el uso de esas técnicas de conversión en virtualmente todo tipo de instrumentación.

Un sistema analógico a digital puede contener algunos o todos los elementos siguientes:

1. La fuente de señal (señal eléctrica directa o de transductor).

2. Un *multiplexor* (en los sistemas multicanal). Acepta las entradas múltiples y las conecta a un dispositivo único de medición (que se describirá posteriormente en este capítulo).
3. *Acondicionador de señal* (amplificación, filtrado, linealización de datos, etc.).
4. *Circuito de muestreo y retención*. Muestra la salida del acondicionador de señal a un determinado tiempo y mantiene el nivel de voltaje en su salida hasta que el convertidor analógico a digital lleva a cabo su operación de conversión (posteriormente se describen los circuitos de muestreo y retención con mayor detalle en este capítulo).
5. *Convertidor analógico a digital* (se describe en el capítulo 5).
6. *Dispositivo de control del sistema*. Puede ser una computadora, una calculadora programable, etc.

Los voltímetros digitales (de los que se muestra un diagrama de bloques en la figura 1-8) se pueden considerar como un ejemplo de un sistema sencillo analógico a digital. Ya se han descrito con detalle todos los componentes del voltímetro digital en otras partes de este libro (véase capítulo 5).

Un ejemplo de un sistema analógico a digital más complejo es el sistema de adquisición y conversión de datos que se muestra en la figura 17-7. Contiene todos los elementos listados en el principio de esta sección. A continuación se describen los elementos de este sistema que no se describen en otras partes de este libro (el circuito de *muestreo y detención* y el *multiplexor*), así como otro parámetro importante del sistema que se debe tomar en cuenta al evaluar el desempeño de esos sistemas, que es el *tiempo de asentamiento*.

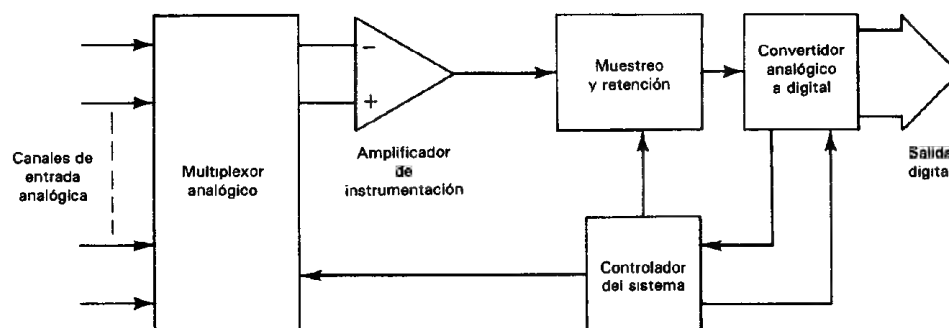


Figura 17-7 Configuración sencilla de un sistema de medición multicanal analógico a digital

CIRCUITOS DE MUESTREO Y RETENCION

En algunas aplicaciones de los sistemas analógicos a digitales, la señal que se monitorea varía tan lentamente que durante el tiempo que dura el convertidor analógico a digital llevando a cabo la conversión, la variación de señal es lo suficientemente pequeña que no introduce error significativo en la salida digitalizada. En esos sistemas, una conversión directa de la salida del amplificador por el convertidor analógico a digital produce resultados adecuadamente exactos. El medidor digital común de tablero trabaja de este modo. En el medidor mencionado un convertidor analógico a digital tipo integrador con un tiempo fijo (y bastante grande) de conversión transforma la señal analógica de entrada en muestras de datos digitales a velocidad libre y determinada internamente.

Si se necesita que el convertidor analógico a digital con salida de n bits sea capaz de resolver el dato analógico de entrada al menos con un bit menos significativo durante el tiempo que se toma para hacer su conversión (resolución completa), la velocidad máxima permisible de cambio de la señal de entrada viene dada por

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{2^{-n} V_{\text{FS}}}{T_{\text{conver}}} \quad (17-1)$$

siendo n el número de bits en la salida digital, V_{FS} el voltaje de salida a escala completa del convertidor analógico a digital y T_{conver} el tiempo necesario para una sola conversión.

Si la señal de entrada es una onda senoidal de escala completa, se puede reescribir la ecuación (17-1) para expresar el resultado en términos de la frecuencia máxima de la señal que se puede aplicar a un convertidor analógico a digital para tener todavía resolución completa:

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{V_{\text{FS}}} \frac{1}{2\pi} \left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{2^{-n}}{2\pi T_{\text{conver}}} \quad (17-2)$$

Ejemplo 17-1

Dado un convertidor analógico a digital de tipo integrador de 11 bits con $T_{\text{conver}} = 0.1$ s y $V_{\text{FS}} = 10$ V, calcular la rapidez máxima de cambio que puede tener una señal analógica de entrada para que el convertidor pueda resolver la señal de entrada en un número de 11 bits en un solo tiempo de conversión.

Solución. Con la ecuación (17-1) encontramos

y

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{2^{-n} V_{\text{FS}}}{T_{\text{conver}}} = \frac{2^{-11} \times 10}{0.1 \text{ s}} = \frac{1}{2^{11}} \times 100 = \frac{1}{20} \approx 0.05 \text{ V/s}$$

Con frecuencia, la velocidad máxima de variación de voltaje es muy superior a la del ejemplo 17-1. Si alguna aplicación demanda que el sistema de adquisición de datos analógicos a digitales mantenga su capacidad de alta resolución cuando las variaciones de señal son más rápidas, parece, de la ecuación (17-1), que se necesitaría

especificar un convertidor analógico a digital de mayor velocidad (tiempo de conversión más corto).

Los convertidores analógico digital de aproximación sucesiva tienen tiempos más cortos de conversión (como de 1 a $20 \mu\text{s}$) que los tipos de integración (voltaje a frecuencia y de doble rampa) y por lo mismo parecería que son los más indicados para las aplicaciones en las que las señales varían más rápidamente. Desafortunadamente, si se rebasa la velocidad máxima de cambio que da la ecuación (17-1) con los convertidores de aproximación sucesiva, presentan errores apreciables en la linealidad de la salida. Esto se debe a que (como describimos en la sección del capítulo 5 que trata sobre los convertidores de aproximación sucesiva), esos convertidores no pueden tolerar cambios en la amplitud de la señal de entrada durante su proceso de conversión (pesado). Lo que es peor, aun si la variación de la señal es aparentemente lenta, el ruido de mayor frecuencia que acompañe a la señal puede inducir el mismo tipo de errores en la salida.

Para superar estos puntos débiles y aumentar la velocidad de operación de los convertidores de aproximación sucesiva (manteniendo al mismo tiempo su gran exactitud en la salida), se introduce a su entrada un *circuito de muestreo y retención* en su entrada. Este circuito se diseña para adquirir (muestrear) la señal de entrada durante las conversiones y justo antes de que tenga lugar la conversión, el circuito se lleva al *modo de retener*. Durante este modo, el circuito mantiene constante el valor de la señal que poseía cuando se recibió el comando *de retención*, durante la duración necesaria de la conversión analógica a digital. Nótese que esto permite también que se defina el instante de adquisición. Después de haber convertido al valor que se mantuvo se conmuta el circuito de nuevo al modo *muestrear* para que responda de nuevo al voltaje de entrada.

La función de muestreo y retención generalmente se lleva a cabo cargando un capacitor con el valor de la señal durante el intervalo de muestreo y los circuitos de muestreo y retención usan seguidores de voltaje para fines de aislamiento como se muestra en la figura 17-8.

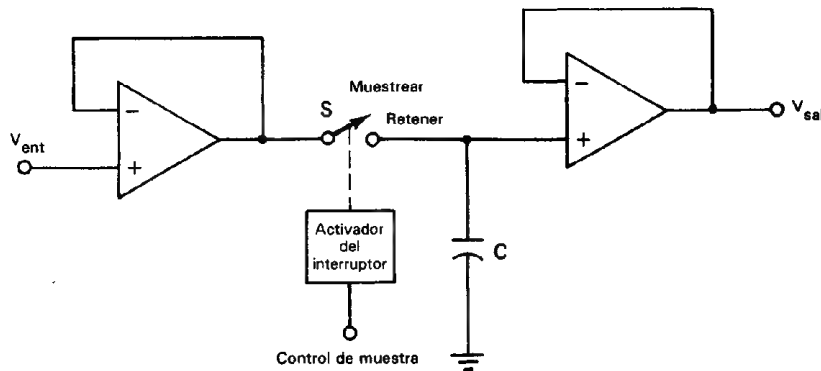


Figura 17-8 Circuito básico de muestreo y retención.

Aunque los circuitos de muestreo y retención se usan con mayor frecuencia para mejorar la velocidad de operación y la exactitud de los convertidores analógicos a digitales de aproximación sucesiva en los sistemas de adquisición de datos, también se pueden usar con otros tipos de convertidores si se desea establecer los tiempos precisos en los que se muestreen las señales.

Sin embargo, los circuitos de muestreo y retención, como todas las cosas, no son ideales. Abajo se listan las especificaciones clave que describen qué tan bien (o tan mal) se adhieren a sus características, para lo cual, consúltese también la figura 17-9.

1. Tiempo de apertura. El tiempo que pasa entre el comando de retención y la abertura real del interruptor de mantener.

2. Caída. Una disminución en la amplitud del valor retenido, originado por el flujo de corriente del capacitor cargado en las entradas del amplificador y a través del interruptor de muestreo.

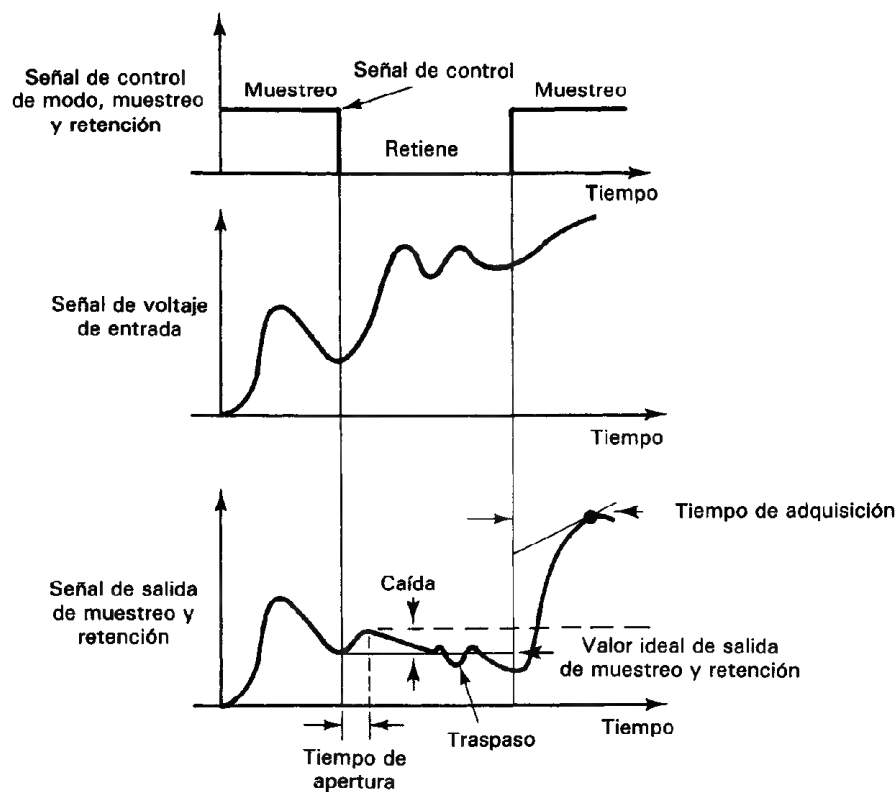


Figura 17-9 Características de un circuito de muestreo y retención.

3. *Traspaso.* Cambios del voltaje de entrada que aparecen en la salida durante el modo de retener.

4. *Tiempo de adquisición.* El tiempo que toma adquirir el voltaje de entrada, dentro de la exactitud especificada, después de haber conmutado el circuito del modo de retener al modo de muestrear.

Ejemplo 17-2

Se tiene un convertidor analógico a digital, de aproximación sucesiva, de 12 bits y 10 V de escala completa que tiene un tiempo de conversión de $20 \mu\text{s}$ y que se emplea sin circuito de muestreo y retención. Calcular la velocidad máxima de cambio de la señal de entrada $(dV/dt)_{\text{máx}}$ y la frecuencia máxima de entrada (suponiendo una señal senoidal de entrada de escala completa) que todavía permita trabajar al convertidor a resolución completa.

Solución. Con las ecuaciones (17-1) y (17-2),

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{2^{-n} V_{\text{FS}}}{T_{\text{conver}}} = \frac{1}{4096} \frac{10}{2 \times 10^{-5} \text{ s}} = 125 \text{ V/s}$$

y

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{2\pi} \frac{2^{-n}}{T_{\text{conver}}} \approx 2 \text{ Hz}$$

Ejemplo 17-3

Si se emplea un circuito de muestreo y retención con un tiempo de apertura de 3 ns junto con el convertidor descrito en el ejemplo 17-2, calcular la rapidez máxima de cambio de voltaje y la frecuencia de la señal que se puede aplicar para permitir que el convertidor resuelva completamente la señal de entrada.

Solución. El tiempo de apertura (t_{ap}) del circuito de muestreo y retención es en esta ocasión el intervalo crítico de sincronización que limita la velocidad de operación de los componentes. Se puede usar en las ecuaciones (17-1) y (17-2) para calcular $(dV/dt)_{\text{máx}}$ y $f_{\text{máx}}$.

$$\left. \frac{dV}{dt} \right|_{\text{máx}} = \frac{2^{-n} V_{\text{FS}}}{t_{\text{ap}}} = \frac{\frac{1}{4096} \times 10 \text{ V}}{3 \times 10^{-9} \text{ s}} = 0.8 \text{ V}/\mu\text{s}$$

y

$$f_{\text{máx}} = \frac{1}{2\pi} \frac{2^{-n}}{t_{\text{ap}}} = 14 \text{ kHz}$$

Así, los ejemplos 17-2 y 17-3 demuestran cómo el empleo del muestreo y retención puede ayudar radicalmente a mejorar el desempeño de los sistemas de adquisición de datos analógicos a digitales.

MULTIPLEXORES

Se ve en la figura 17-7 que se pueden conectar varias fuentes de señal de entrada a las entradas del sistema de adquisición de datos analógico a digital. El sistema contiene solamente un amplificador único, un circuito de muestreo y retención y un convertidor analógico a digital. El dispositivo que permite que todos los canales compartan los elementos comunes es el multiplexor. El *multiplexor analógico* (que se emplea cuando las señales de sus entradas y su salida están en forma analógica) es simplemente un interruptor selector controlado, como se muestra en la figura 17-10. La posición del interruptor se controla mediante un circuito de control de canal que se puede ajustar a cualquier canal o se puede programar para cambiar al siguiente canal mediante señales externas. Los multiplexores analógicos son los más adecuados para manejar de 8 a 256 canales de entrada.

El interruptor del multiplexor puede ser un interruptor selector rotatorio operado electromecánicamente, un juego de relevadores, o unos interruptores de estado sólido controlados de modo que sólo se conecte un canal de entrada con la salida a la vez. La mejor velocidad de conmutación de los multiplexores tipo relevador es aproximadamente 1 ms y a la larga se desgastan. Los interruptores de estado sólido son

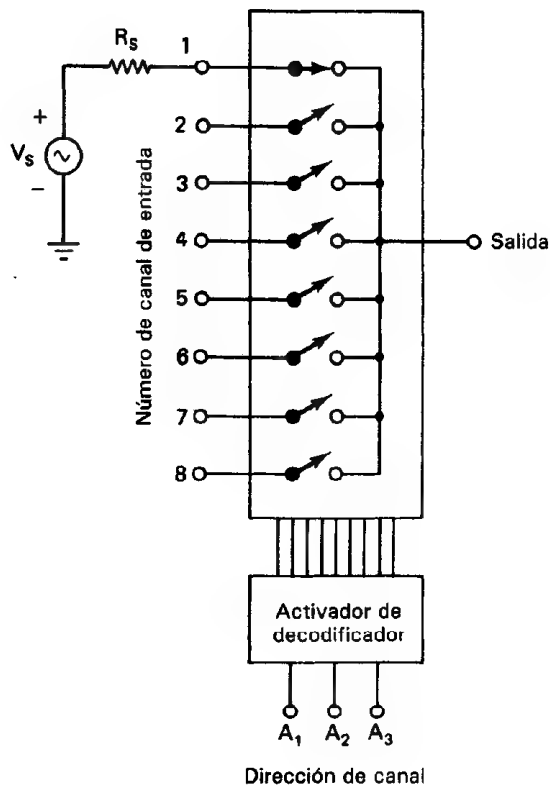


Figura 17-10 Circuito de un multiplexor analógico.

capaces de operar a velocidades mucho más altas (< 30 ns) y pueden tener una vida muy larga de operación. Los transistores de efecto de campo (FET) se usan universalmente como los elementos de conmutación en el multiplexor del tipo de estado sólido.

También los multiplexores se dividen en otras dos clases: de alto nivel y de bajo nivel. Los *multiplexores de alto nivel* están diseñados para manejar señales de entrada mayores que 1 V sin introducir error apreciable. Son relativamente sencillos y baratos. Los *multiplexores de bajo nivel* se deben emplear cuando las señales de entrada son de 1 mV a 1 V. Son más sofisticados que sus contrapartes de alto nivel y también son considerablemente más costosos. Se emplean técnicas diferenciales para reducir los problemas de voltajes de modo común y desequilibrio de impedancia de cable.

Las especificaciones clave que caracterizan a los multiplexores analógicos son

1. *Tiempo de asentamiento* (que se describe con detalle en la sección siguiente)
2. *Exactitud de transferencia*. El error de entrada a salida como porcentaje de la entrada
3. *Velocidad de conmutación*. La velocidad máxima a la que el multiplexor puede conmutar de canal a canal a su exactitud de transferencia especificada (la velocidad de conmutación se determina por el tiempo de asentamiento)
4. *Cruce*. Por ciento de la señal transferida de un canal desconectado
5. *Rango de voltaje*. Señal máxima permisible arriba o abajo de tierra

Tiempo de Asentamiento

Cuando un interruptor de multiplexor selecciona un canal, toda la amplitud de la señal no aparece inmediatamente en la salida del multiplexor. Hay un retraso en el tiempo que sigue a un cambio de entrada, antes de que la salida llegue a estar dentro de la exactitud especificada del valor final y que se mantenga allí (figura 17-11).

El retraso o *tiempo de asentamiento* se define más formalmente como *el tiempo transcurrido entre la aplicación de una entrada de escalón de escala completa a un circuito y el tiempo cuando la salida ha entrado y permanece en su valor que está dentro de un error especificado alrededor de su valor final*.

La importancia del tiempo de asentamiento en un sistema de adquisición de datos es que algunas operaciones se deben llevar a cabo en secuencia, y una operación debe estar exactamente establecida antes de poder iniciar la siguiente. Por ejemplo, si la salida del multiplexor se alimenta de un convertidor analógico a digital, el valor del voltaje convertido no sería exacto hasta que la salida del multiplexor hubiera alcanzado un valor adecuadamente cercano al valor en su entrada seleccionada.

Como se muestra en la figura 17-11, el retraso hasta que la señal de salida del multiplexor se ha asentado resulta del tiempo necesario para cargar la capacitancia parásita de entrada C a través de la resistencia del interruptor del multiplexor

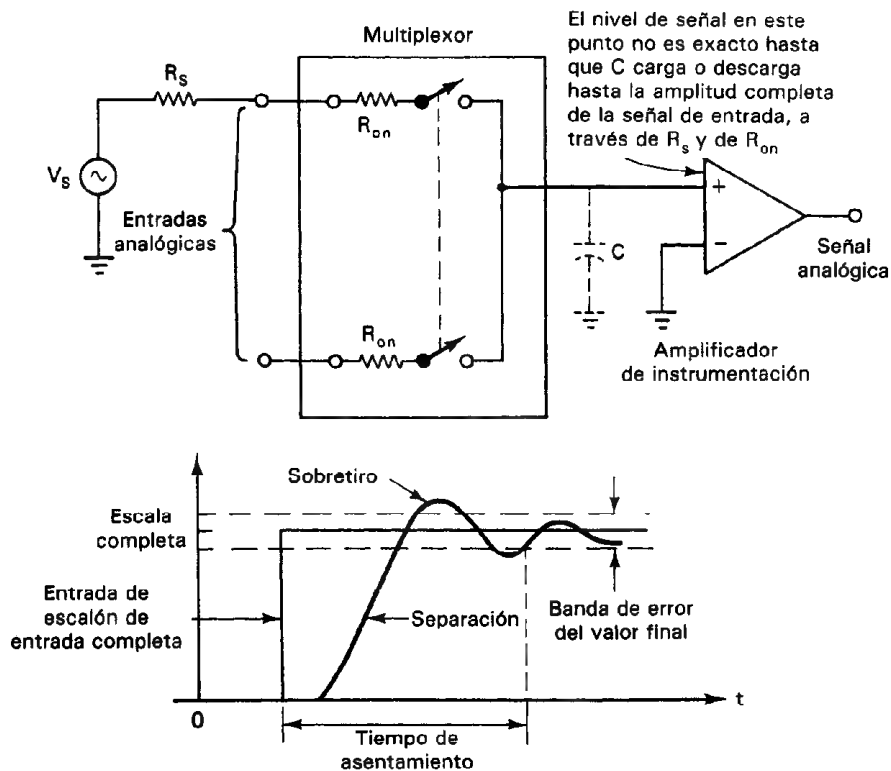


Figura 17-11 Necesidad del tiempo de asentamiento cuando se emplea un multiplexor analógico en un sistema de adquisición de datos. El retraso en el tiempo que una salida de un multiplexor tarda en subir hasta la amplitud completa de la señal de entrada es ocasionada por el tiempo necesario para cargar la capacitancia parásita de entrada C , a través de la resistencia del interruptor del multiplexor, R_{on} , y de la resistencia de la fuente, R_s .

(R_{on}) y la resistencia de la fuente R_s . Para asegurar que la señal de salida alcance la amplitud completa, el tiempo de asentamiento debe ser cuando menos nueve veces la constante de tiempo RC del circuito de entrada. Si las señales de entrada llegan de fuentes con diferentes impedancias entre sí, los tiempos de asentamientos adecuados para cada canal estarán sujetos a variación. Para preservar la exactitud del sistema, la velocidad del sistema debe reducirse para dar lugar a tiempos de asentamiento más grandes.

CONFIGURACIONES DE SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS ANALÓGICO A DIGITAL

Los sistemas de adquisición y conversión de datos analógico a digital se emplean para adquirir señales analógicas y convertirlas a forma digital para su procesamiento y

análisis subsiguientes mediante computadoras o para transmisión de datos. Se emplean en un gran número, siempre en aumento, de aplicaciones en una gran variedad de áreas industriales y científicas, como en las industrias biomédicas, aeroespaciales y de telemetría. También se emplean para aplicaciones de control de procesos en muchas industrias (química, petroquímica, control de extrusores de plástico, generación de potencia, prueba de motores y monitoreo ambiental).

El sistema que muestra la figura 17-7 es el ejemplo más sencillo de una manera en la que se puede configurar un sistema de adquisición de datos analógico a digital multicanal. Esta configuración parece convincente porque parece dar un sistema de bajo costo y eficiente. Los ahorros en el costo se presentan por la manera en la que se conecta el multiplexor en el sistema. Se localiza de modo que todos los canales de entrada pueden compartir un solo amplificador de instrumentación, un circuito de muestreo y retención, y un convertidor analógico a digital. Sin embargo, este método de bajo costo también impone varias desventajas principales. Primero, como se lleva a cabo la amplificación después del multiplexor, se debe emplear un multiplexor caro, diferencial y de bajo nivel si el sistema se emplea para adquirir señales de bajo nivel (es decir, < 1 V). Segundo, debido a las limitaciones impuestas por el modo en el que trabajan los convertidores analógicos a digitales, es difícil manejar rangos dinámicos amplios entre los canales con los multiplexores analógicos. Por lo tanto, a menos que todas las señales de entrada al sistema tengan amplitudes que estén dentro del mismo rango de valores, el amplificador de instrumentación común del sistema puede ser un amplificador más costoso, complejo de ganancia programable, en lugar del tipo más sencillo de ganancia fija. Finalmente, los tiempos de asentamiento de los canales de entrada pueden variar ampliamente si las fuentes de señal presentan diferentes impedancias al amplificador de instrumentación del sistema. La incertidumbre en los tiempos de asentamiento se debe manejar mediante la reducción de la velocidad de muestreo del sistema o aceptando un error mayor en los datos muestreados. Como resultado de esas limitaciones, esta configuración sencilla del sistema se limita a las aplicaciones menos difíciles de adquisición de datos [p. ej., aquellas en las que todos los voltajes de entrada son de alto nivel (> 1 V)].

La segunda configuración, la más común, de los sistemas de adquisición de datos analógicos a digitales se muestra en la figura 17-12. Esta configuración es tanto eficiente como capaz de alto desempeño y se recomienda para sistemas con señales de entrada < 1 V. Es eficiente porque el circuito de muestreo y retención y el convertidor analógico a digital están compartidos por todos los canales de entrada. También, el multiplexor puede buscar el siguiente canal de entrada mientras que el convertidor analógico a digital convierte la señal almacenada en el circuito de muestreo y retención. El buen desempeño es posible porque el acondicionamiento de señal de cada canal se puede adaptar para proporcionar al convertidor analógico a digital con amplitudes de escala completa de señal que den los mínimos errores de conversión. El acondicionamiento de señal antes del multiplexor también reduce (e iguala) los tiempos de asentamiento para todos los canales de entrada (porque las impedancias de salida de los amplificadores de instrumentación de cada canal son pequeñas e iguales). Esto también ayuda a maximizar las velocidades de muestreo del sistema. La adaptación del acondicionamiento de señal

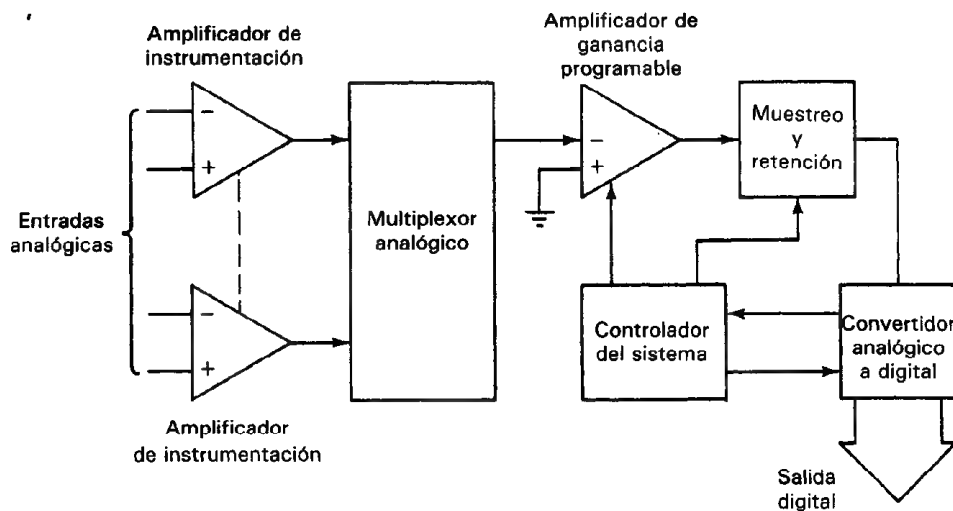


Figura 17-12 Configuración de un sistema de adquisición de datos en el que se efectúa el acondicionamiento de señal con amplificadores de instrumentación en cada canal individual antes de la multiplexión. Se emplea un amplificador de ganancia programable para adecuar la ganancia de cada canal y así permitir una operación óptima del convertidor analógico a digital.

para cada canal de entrada se implementa controlando la ganancia del amplificador de ganancia programable del sistema mediante señales externas del controlador del sistema.

Comercialmente se venden sistemas de adquisición de datos analógicos a digitales de este tipo, en una sola tarjeta de circuito impreso. Como ejemplo de esos sistemas completos de adquisición de datos tenemos al μ Mac-4000 de Analog Devices. Este dispositivo se diseñó específicamente para el gran número de aplicaciones de control de procesos en el que las cantidades que se monitorean (temperatura, flujo, presión, etc.) varían muy lentamente con el tiempo. En consecuencia, se usa un convertidor de integración de doble rampa, más lento, para llevar a cabo las conversiones analógicas a digitales y por lo tanto se elimina la necesidad de un circuito de muestreo y retención. El μ Mac-4000 también tiene la capacidad de almacenar las señales digitales de datos y transmitir las (cuando se necesitan) a una computadora u otro dispositivo digital.

En la figura 17-13 se presenta la tercera configuración del sistema de adquisición de datos ampliamente usado. Cada canal aplica el voltaje de la fuente de señal a su propio amplificador de instrumentación, localizado muy cerca de la fuente de señal. La salida del amplificador también se convierte cerca del sensor a una señal digital mediante un convertidor analógico a digital de voltaje a frecuencia de bajo costo. La señal en forma digital se transmite entonces a un multiplexor digital, que no necesita estar en la cercanía inmediata del sensor. La transmisión de datos en forma digital reduce la posibilidad de degradación originada por la captación de ruido externo. Un contador de etapas múltiples sigue al multiplexor y cuenta pulsos durante un periodo dado. Este tipo de configuración se ve favorecida en aplicaciones que requieren alta

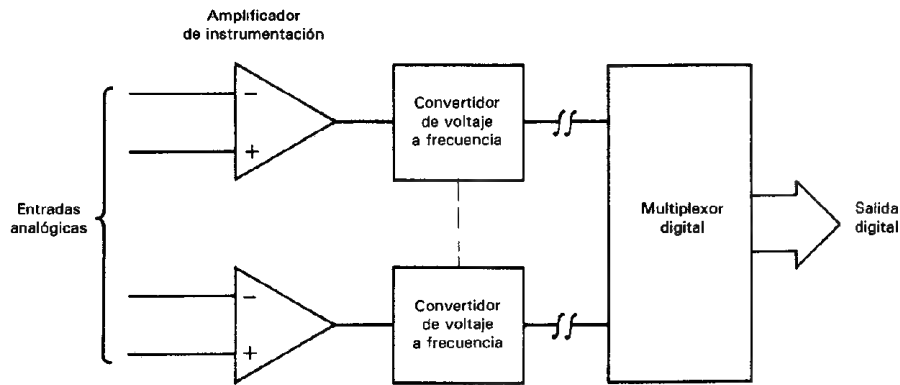


Figura 17-13 Configuración del sistema de adquisición de datos en el que las entradas analógicas se convierten individualmente a señales digitales mediante convertidores analógicos a digitales de voltaje a frecuencia, y a continuación se transmiten a un multiplexor digital.

inmunidad al ruido así como aquellas en las que la fuente de señal no puede estar localizada inmediatamente junto al multiplexor. El multiplexor digital del sistema también trabaja en forma distinta a un multiplexor analógico. Esto es, después de haber seleccionado una señal digital y que se ha establecido, no hay error añadido en la salida del multiplexor como la habría si se seleccionara, se estableciera una señal analógica. Así, el empleo de un multiplexor digital elimina el error de tiempo de asentamiento inherente a las dos configuraciones que se describieron antes. Además, como los convertidores de voltaje a frecuencia son del tipo analógico a digital de integración, también pueden emplearse sin circuito de muestreo y retención. Esto reduce más la complejidad del sistema y el error general del mismo. Finalmente, cuando las aplicaciones necesitan de extracción de una señal en presencia de alto voltaje de modo común, el sistema basado en voltaje a frecuencia no necesita los complicados esquemas de protección de circuito de los otros dos métodos de adquisición de datos. En lugar de ello, cada canal sólo necesita un aislador único digital acoplado ópticamente, bajando de nuevo el costo del sistema a la par que manteniendo su simplicidad.

Un cuarto tipo de sistemas de adquisición de datos también comprende señales de realimentación y control tanto para monitorear como para controlar un proceso industrial. El equipo típico para este tipo de sistema se muestra en la figura 17-14 y el diagrama de bloques del sistema se muestra en la figura 17-15. El sistema se controla y se monitorea mediante una estación directora o maestra que se comunica con una computadora principal recibiendo instrumentos, controladores y transmisores. Se puede configurar un sistema para una tarea simple de monitoreo o para un completo control de proceso (como en una refinería). Los programas en la estación maestra controlan la comunicación entre los diferentes lugares con transmisores remotos recibiendo y transmitiendo datos en serie con fibras ópticas. Una ventaja principal del empleo de fibras ópticas en el ambiente industrial es la eliminación de circuitos a tierra y captación de ruido (véanse datos adicionales en el capítulo 16). También se re-

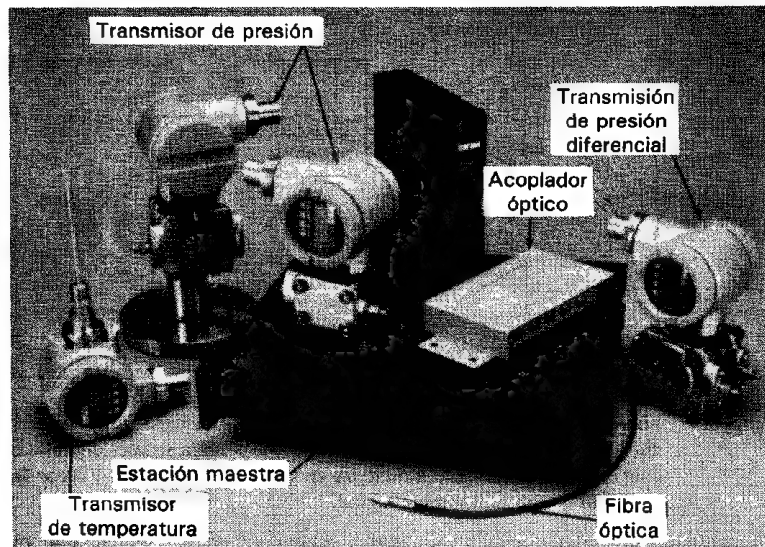


Figura 17-14 Componentes de un sistema de medición distribuido. (Cortesía de ITT Barton, de ITT Corporation.)

ducen los costos de instalación porque se pueden reemplazar los conductos metálicos grandes y cables aislados por fibra óptica libre de ruidos.

La computadora principal transmite y recibe señales del director o estación maestra la cual, a su vez, transmite señales a los transmisores y controladores remotos. Todos los cálculos y los niveles de señal del circuito de control (señales que abren y cierran válvulas de control y que activan motores) se deben hacer mediante una computadora principal o mediante un sistema de control distribuido. Está fuera del propósito de este texto el detallar los sistemas de control distribuido. Los datos se pueden transmitir en serie o en paralelo desde la computadora principal, porque un microprocesador dedicado en el director controla el protocolo de comunicaciones (véase en el capítulo 18 los detalles adicionales sobre protocolos de comunicación).

La estación directora contiene dos microprocesadores. Uno está dedicado a escrutar (encendiendo un dispositivo remoto y leyendo o enviando información a dispositivo encendido). Se pueden escrutar hasta 64 dispositivos en 200 ms. Un segundo microprocesador está dedicado al protocolo de comunicaciones (es decir, asegura que los datos transmitidos a un dispositivo sean compatibles con el receptor). El director se puede ubicar hasta a 1.6 km de los transmisores remotos cuando éstos se comunican a través de un acoplador óptico. La comunicación directa mediante una fibra óptica única se puede hacer a más de 4.5 km de distancia y se puede aumentar hasta a 16 km cuando se usan repetidoras.

Los transmisores (figura 17-16), contienen todos los circuitos electrónicos necesarios para acondicionar la señal: linealización, escalamiento y amplificación. Como el sistema electrónico del transmisor usa cantidades tan pequeñas de potencia (el

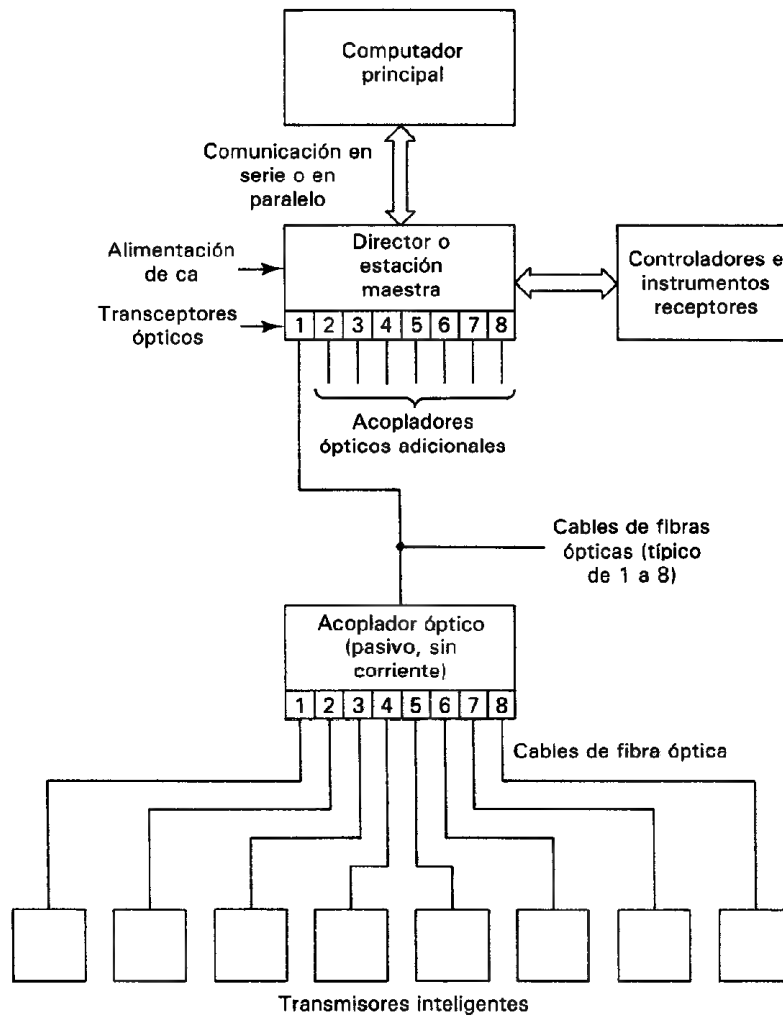


Figura 17-15 Diagrama de bloques de un sistema de medición distribuido.
(Cortesía de ITT Barton, unidad de ITT Corporation.)

consumo de energía es semejante al de un reloj de pulsera digital), una sola batería activa la instalación electrónica completa del transmisor. Los transmisores pueden mandar señales en cualquiera de los cinco protocolos de instrumentación (4-20 mA, 10-50 mA, 1-5 V cd, 0-10 V cd y 3-15 libras/pulgada). El circuito detector en cada transmisor es compatible con el tipo de señal de entrada (como mV, mA y resistencia). No se toman ni se transmiten datos con el transmisor hasta que se hayan escrutado por la estación directora o maestra. El microprocesador del transmisor es capaz de llevar a cabo localización sencilla de problemas en sí mismo (como por ejemplo, estado de la batería) y de transmitir los resultados al director.

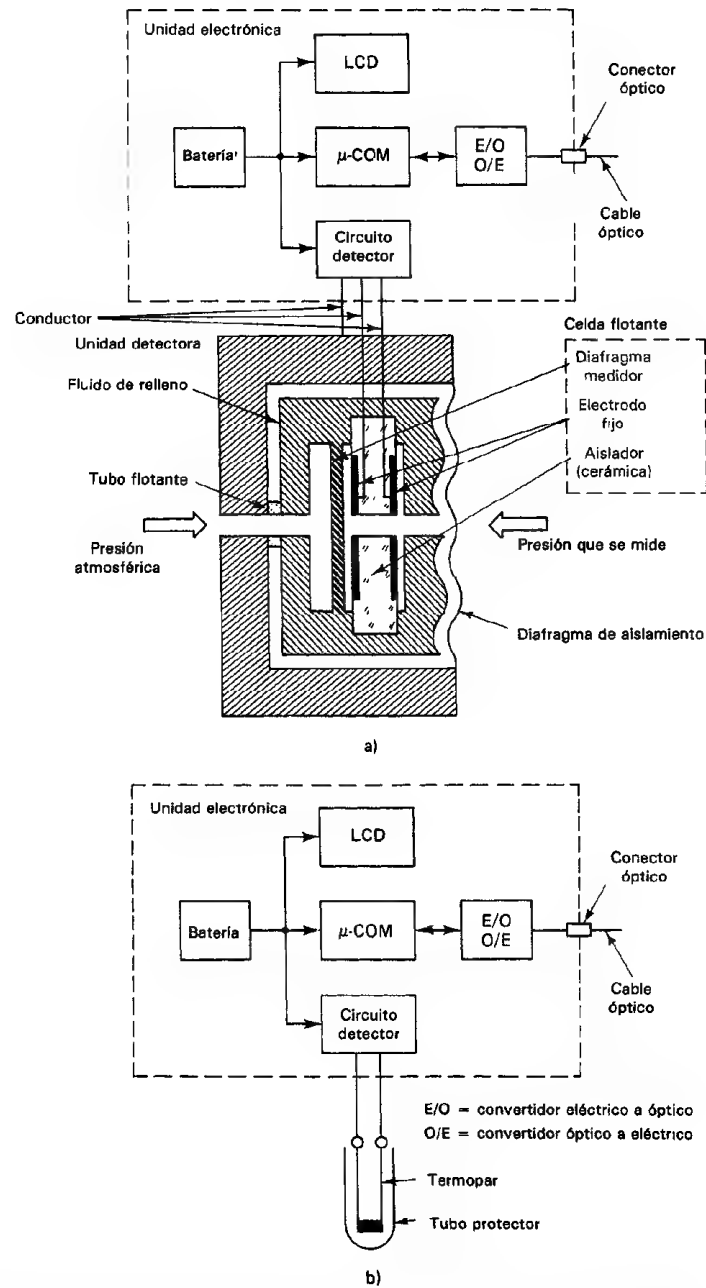


Figura 17-16 Diagrama de bloques del principio de funcionamiento para a) un transmisor inteligente con transductor de presión y b) un transmisor inteligente con transductor de temperatura. (Cortesía de ITT Barton, unidad de ITT Corporation.)

PROBLEMAS

1. Describir las diferencias entre *sistemas analógicos* y *sistemas analógicos a digitales*.
2. Definir el concepto de interconexión relacionado con los sistemas de instrumentación.
3. Comparar la *transmisión de voltaje analógico* con la *transmisión de corriente analógica de 4 a 20 mA*. Describir algunas de las razones por las cuales el método de 4 a 20 mA se ha popularizado tanto en muchas aplicaciones de control de procesos industriales.
4. Describir la necesidad de las siguientes funciones de acondicionamiento de señal en los sistemas de instrumentación:
 - a) Amplificación
 - b) Linealización
 - c) Filtrado
 - d) Registro de transferencia
5. Describir el objeto de emplear circuitos de muestreo y retención en los sistemas analógicos a digitales.
6. Definir los términos siguientes que se emplean para especificar las capacidades de los circuitos de muestreo y retención.
 - a) Tiempo de apertura
 - b) Traspaso
 - c) Caída
 - d) Tiempo de adquisición
7. Se tiene un sistema analógico a digital con un convertidor de 10 bits que necesita $100\ \mu\text{s}$ para llevar a cabo una conversión.
 - a) Si la salida de escala completa del convertidor es 10 V, calcular la velocidad máxima permisible de cambio de la señal de entrada para que el convertidor pueda resolver los datos de entrada analógica hasta dentro de un bit menos significativo.
 - b) Para el mismo convertidor y un circuito de muestreo y retención con tiempo de apertura de 75 ns, calcular la velocidad máxima permisible de cambio de la señal de entrada.
8. Describir el papel del *multiplexor* en los sistemas de adquisición de datos analógicos a digitales.
9. Explicar la diferencia entre un multiplexor de alto nivel y uno de bajo nivel.
10. Definir los términos siguientes empleados en la especificación de las características de los multiplexores:
 - a) Tiempo de asentamiento
 - b) Cruce
11. Explicar por qué los valores de impedancia de salida variables de los transductores y fuentes de señal que alimentan los canales de un multiplexor pueden afectar adversamente la velocidad de adquisición de datos del sistema.

REFERENCIAS

1. Sheingold, D., ed., *Analog-Digital Conversion Handbook* (Manual de conversión digital-analógica). Norwood, Mass.: Analog Devices, 1976.
2. Zuch, E., "Principles of Data Acquisition and Conversion, Parts I-V", (Fundamentos de adquisición y conversión de datos, partes I-V). *Digital Design*, junio, julio, agosto, septiembre y octubre, 1979.
3. Coombs, C., ed., *Basic Electronic Instrument Handbook* (Manual de instrumentos electrónicos básicos). Cap. 18. New York: McGraw-Hill, 1972.
4. Garrett, P., *Analog Systems* (Sistemas analógicos). Caps. 5 y 6. Reston, Va.: Reston Publishing, 1978.

5. Sheingold, D. H., ed., *Transducer Interfacing Handbook* (Manual de interconexión de transductores). Norwood, Mass.: Analog Devices, 1981.
6. *The Application of Filters to Analog and Digital Signal Processing* (Aplicación de filtros al procesamiento de señales analógicas y digitales). West Nyack, N. Y.: Rockland Systems Corp., 1976.
7. Sallen, R. P., y Key, E. L., "A Practical Method of Designing RC Active Filters" (Un método práctico para diseñar filtros activos RC). *IRE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-2, marzo de 1955.
8. Tow, J., "A Step-by-Step Active Filter Design" (Diseño paso a paso de filtros activos), *IEEE Spectrum*, Vol. 6, No. 12, 1969.
9. Sheingold, D. H., *Non-linear Circuits Handbook* (Manual de circuitos no lineales). Norwood, Mass.: Analog Devices, 1974.

Transmisión de Datos en Sistemas de Instrumentos Digitales Estándares IEEE-488, CAMAC y RS-232C

Como se describió en el capítulo 17, con frecuencia deben transmitirse datos desde el punto de medición hasta algún otro punto en el sistema de instrumentos. Por ejemplo, los datos medidos puede ser necesario mandarlos a dispositivos de indicación, registro, computadoras u otros controladores de proceso. En muchos sistemas puede estar bastante alejado el destino del punto de medición. Por lo tanto, se debe atacar el problema de cómo mandar los datos en el conducto de transmisión (a la velocidad necesaria y conservando la exactitud deseada).

En el capítulo 17 se hizo notar que los datos de medición pueden transmitirse en forma *analógica* o *digital*. Se dijo que la transmisión de datos *analógicos* generalmente se lleva a cabo en una de dos formas: 1) transmisión de una señal analógica de voltaje (con frecuencia la salida de un *amplificador de instrumentación*) o 2) transmisión de la señal de una corriente analógica, típicamente de 4 a 20 mA. Sin embargo, la transmisión de datos analógicos presenta las siguientes limitaciones: Primero, la transmisión de señales de *voltaje analógico* está limitada a aproximadamente 30 m, y la transmisión *forma de corriente analógica* a aproximadamente 3000 m. Segundo, se vio en el capítulo 16 cómo la transmisión analógica es susceptible a la degradación por señales de interferencia. Tercero, las computadoras digitales y los dispositivos de registro deben tener los datos analógicos convertidos a forma digital antes de poder manejar dichos dispositivos. Por lo tanto, no siempre la transmisión analógica es la mejor opción de distribución de los datos.

Los datos medidos también se pueden convertir y transmitir en forma *digital*. Empleando varias técnicas de transmisión, los datos digitales se pueden mandar a sus

puntos de destino a distancias virtualmente ilimitadas. Esto puede superar las limitaciones de distancia en la transmisión analógica. Además, la transmisión de datos puede llevarse a cabo en una forma altamente eficiente y virtualmente sin error, eliminando el problema de exactitud reducida que ocasiona la interferencia. Finalmente, los datos digitales se pueden transmitir en el formato requerido por la computadora que recibe o por las entradas del dispositivo digital de indicación. Por todas las razones citadas, es importante estar familiarizado con las técnicas de la transmisión digital de datos y de la interconexión en los sistemas de instrumentación.

Sin embargo, el tema general de la transmisión de datos digitales y de la interconexión, es muy extenso. Abarca técnicas de transferencia de datos dentro y entre computadoras, de computadora a los periféricos de la computadora (es decir, dispositivos tales como impresoras, tubos de rayos catódicos, discos flexibles y cassettes de cinta) y entre instrumentos y computadoras. Nos interesa principalmente el último tópico. Aunque mucho de lo que describiremos también se aplicará a la transmisión de datos digitales en general, deseamos restringir el tema de la descripción a una panorámica breve e introductoria de la transmisión de datos y de la interconexión en los sistemas de instrumentos (es decir, entre dos o más instrumentos digitales o entre instrumentos digitales y computadoras). La meta será presentar información suficiente para permitir a los lectores comprender las especificaciones e instrucciones que se encuentren al interconectar instrumentos digitales con otros dispositivos digitales.*

Generalmente se lleva a cabo la transmisión de datos en los sistemas de instrumentación con una de dos metas en mente: 1) adquisición de datos en tiempo real, y 2) adquisición y control de datos en tiempo real. En la *adquisición de datos en tiempo real*, esencialmente no hay control (por ejemplo por una computadora) del instrumento, proceso o sistema que proporciona los datos. Simplemente la información se envía continuamente al sistema de adquisición de datos (como cinta de registro, impresora o computadora) y se almacenan o se despliegan.

En contraste, la *adquisición y control de datos en tiempo real* implica que la computadora no sólo adquiere los datos y los almacena en su memoria, sino que también “procesa” matemáticamente esos datos para transmitir señales de control de regreso al instrumento, proceso o sistema. Describiremos cómo la adquisición de datos y la adquisición y control de datos se logran en los sistemas de instrumentos digitales.

TERMINOLOGIA DE LA TRANSMISION DIGITAL DE DATOS

Con mayor frecuencia se encuentran cinco tipos de interconexión al transmitir datos digitales entre instrumentos y otros dispositivos digitales. Son.

*Nota del traductor: En inglés, y en el campo de computación y de transmisión de datos, se emplean los términos “interface” e “interfacing”, cuya traducción al español es “interfase” e “interfasear” respectivamente. Se emplean —sobre todo el primero— con mucha frecuencia. Sin embargo, las palabras “interconexión” e “interconectar” tienen exactamente el mismo significado, son suficientemente explícitas, y por lo tanto, las emplearemos siempre que sea posible.

1. En paralelo
2. Decimal codificado binario (BCD)
3. Barra de distribución IEEE-488
4. CAMAC
5. En serie, asíncrona

La *interconexión paralela* o *interfase paralela*, es un método general. En efecto, tanto al BCD como el bus IEEE-488 y CAMAC en paralelo son interfaces que se clasifican como interfaces en paralelo. Por este motivo, iniciaremos nuestra descripción con una breve introducción a la interfase en paralelo, para continuar con una exploración más detallada de los otros cuatro tipos.

Los datos digitales se transmiten a lo largo de trayectos que pueden consistir físicamente de conductores, ondas de radio, microondas, etc. Esos trayectos (que con frecuencia se les llama barras de distribución de datos, o “bus de datos”) consisten no sólo de líneas para transportar los datos medidos, sino también líneas adicionales cuya función es transportar las señales de control entre instrumentos y dispositivos digitales. (Un *bus* se define más formalmente como una línea de señal o un conjunto de líneas de señal empleados por un sistema en el cual se transportan mensajes.) Las líneas de control hacen posible que las computadoras administren los sistemas de medición y dicten transferencias válidas de datos dentro del sistema.

Los datos digitales que se transportan en esos buses están codificados en un formato digital como el BCD, ASCII, o palabras de 8 bits (nótese que esos códigos se describen y se presentan en el capítulo 1). Si todos los bits que componen una palabra digital se transmiten simultáneamente, a esto se le llama *transmisión en paralelo*. En la transmisión en paralelo, cada bit de la palabra de dato necesita su propia línea de datos y en conjunto con las líneas de control, como la interfase que se muestra en la figura 18-1. La interfase en paralelo puede ser un método eficaz de transmisión de datos digitales si las partes del equipo se encuentran próximos. Para largas distancias, el costo de proporcionar una línea individual para cada bit en una palabra de información transmitida se puede hacer excesivo. Así, para largas distancias se usa un método que sólo necesita un conducto de datos, en los que éstos se transmiten *en serie* (es decir, un bit a la vez).

Los datos en todos los sistemas (en serie o en paralelo) también se pueden transmitir ya sea sincrónicamente o asincrónicamente. La transmisión sincrónica sig-

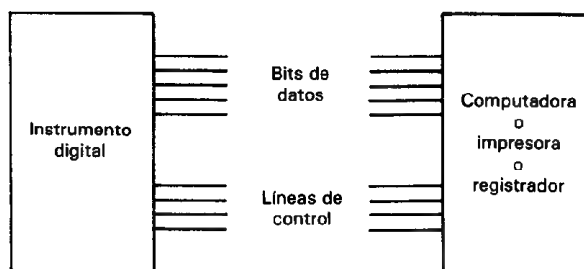


Figura 18-1 Interfase en paralelo.

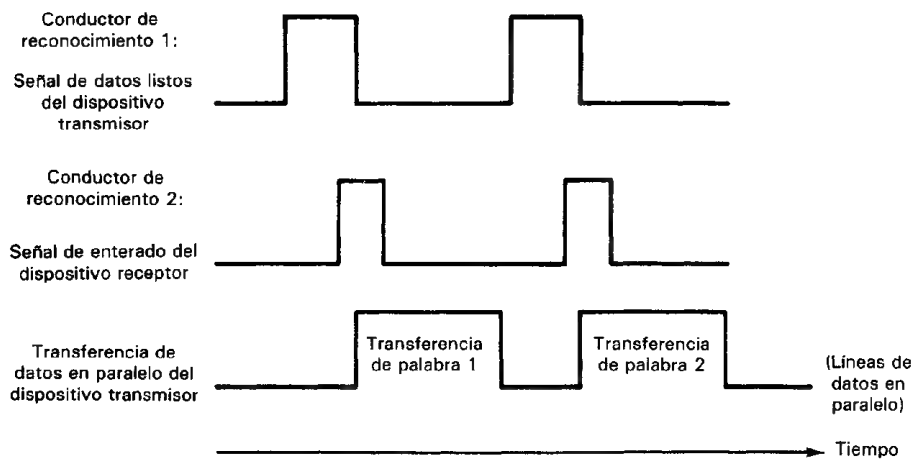


Figura 18-2 Reconocimiento en paralelo. El reconocimiento en los sistemas asíncronos permite que el dispositivo transmisor sincronice las transferencias de datos con el dispositivo receptor. En el ejemplo de interfase asíncrona en paralelo de esta figura, el dispositivo transmisor manda una señal de datos listos al dispositivo receptor. Cuando el receptor regresa una señal de enterado, se puede transferir un byte de datos entre los dispositivos.

nifica que los datos que se transfieren están en sincronización con un pulso de sincronización o de control. En los *sistemas síncronos en paralelo*, un pulso de reloj (o estroboscópico) también se transmite en paralelo con los datos. El pulso de reloj notifica al dispositivo receptor que han llegado datos válidos. La velocidad de transmisión síncrona en paralelo puede ser muy alta. Sin embargo, la distancia de transmisión se limita a unos 4 m y la implementación de la sincronización es costosa y compleja. Por lo tanto, la transmisión síncrona en paralelo se limita a transferencias de datos dentro de computadoras y de computadora a computadora. Rara vez se usa en sistemas de instrumentación.

La transmisión de datos asíncrona se lleva a cabo sin el empleo de pulsos de reloj o de sincronización. En lugar de ello, la transmisión *asíncrona* (sea en serie o en paralelo) necesita de un *reconocimiento* (handshake) entre los dispositivos transmisores y receptores para asegurar que se realicen transferencias válidas de datos. El reconocimiento es una técnica en la que el dispositivo transmisor manda un pulso que dice “datos listos”. En respuesta, el dispositivo receptor contesta “de acuerdo”. Al recibir la señal “de acuerdo”, el dispositivo transmisor está seguro que el receptor está en un estado listo para aceptar datos, y así se puede transmitir la palabra de datos. Los sistemas rudimentarios *en paralelo* síncronos emplean dos conductores para llevar a cabo el evento de reconocimiento, como se muestra en la figura 18-2.

El reconocimiento en sistemas *síncronos en serie* se lleva a cabo de una manera diferente; esta técnica se examinará después en la sección que trata sobre la interconexión asíncrona en serie.

Las interfaces asíncronas en paralelo se emplean en muchos sistemas de instrumentos digitales, generalmente en forma de interfase BCD, IEEE-488, o CAMAC. También se emplean muchas otras interfaces asíncronas en paralelo como métodos de transmitir datos entre computadoras y sus dispositivos periféricos (como por ejemplo, entre computadoras e impresoras, tubos de rayos catódicos o discos flexibles, etc.). La mayor parte de esas interfaces son dispositivos de diseño más o menos privado entre los fabricantes de computadoras y los de los dispositivos periféricos. Como tales, fuera de las interfaces BCD, IEEE-488 y CAMAC, existe muy poca estandarización en la interconexión en paralelo. Sin embargo, como la operación de las interfaces en paralelo no estándar no afecta (o ilumina) el funcionamiento de la transferencia de datos en sistemas de instrumentos, en adelante no detallaremos más su funcionamiento.

Dentro de las computadoras, los datos se transfieren como señales digitales en paralelo a lo largo de la barra de distribución de la unidad central de proceso (CPU). (Como ejemplo, en muchas microcomputadoras el bus del CPU es de 8 bits en paralelo.) Sin embargo, para que la computadora pueda ser capaz de adquirir y procesar datos del mundo exterior y controlar dispositivos externos, un bus del CPU debe estar accesible. Los *puertos de entrada y salida (E/S)* de la computadora llevan a cabo la función de dar una vía de acceso entre el bus del CPU y el mundo externo. Generalmente, la computadora debe tener puertos E/S en paralelo y en serie.

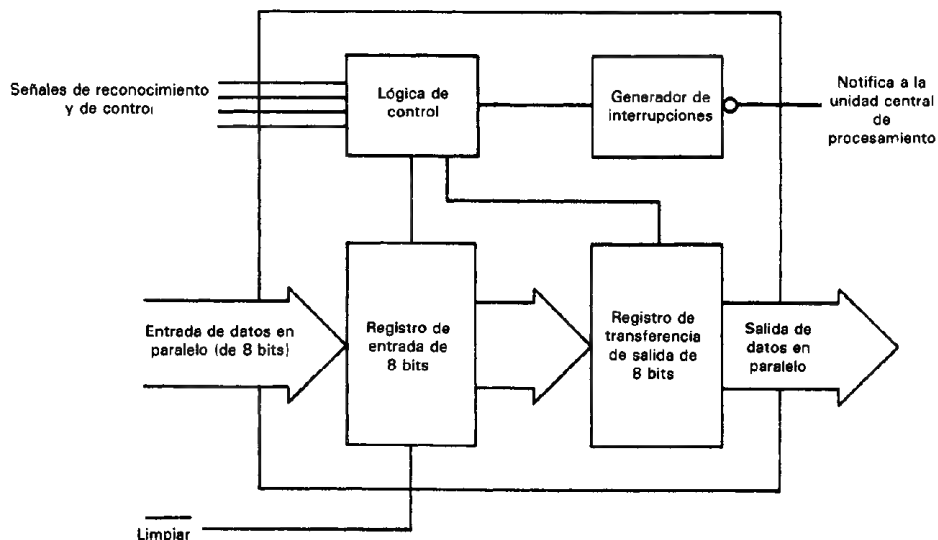


Figura 18-3 Puerto simple en paralelo de entrada y salida de computadora. Cuando llegan datos de entrada de un dispositivo externo, los datos de salida van al bus de la unidad central de proceso. El puerto actúa entonces como puerto de entrada. Cuando llegan datos de entrada procedente del bus CPU, los datos de salida van al dispositivo externo. El puerto actúa entonces como puerto de salida.

Si los datos se reciben o se transmiten por la computadora en una *interfase en paralelo*, pasan a través del *puerto E/S paralelo* de la computadora. El puerto E/S paralelo (figura 18-3) contiene un *registro* en paralelo (un circuito digital de n bits en el que se pueden almacenar temporalmente datos digitales) junto con líneas que pueden mandar y recibir señales de reconocimiento y de control. Cuando se usa el registro en el puerto paralelo para recibir datos de un dispositivo externo, el dispositivo manda una señal de datos listos (Data Ready) al puerto E/S junto con los datos. Este procedimiento permite que los datos se almacenen en el registro del puerto de E/S. A continuación, el puerto notifica a la unidad central de proceso que han entrado nuevos datos en su registro de entrada. Cuando la unidad central de proceso está lista, junta los datos del registro y los conduce hacia la localidad deseada dentro de la computadora a lo largo del bus de CPU. Finalmente, el puerto manda una señal de Petición de Datos (Data Request) al dispositivo transmisor externo, informándole que se han recibido los datos y que está listo para recibir el siguiente byte. Los puertos E/S sencillos actúan en forma inversa cuando la computadora está transmitiendo datos hacia el mundo externo.

Cuando los datos se envían en serie a una computadora, entran a través del puerto E/S serie. Se convierten por el puerto en serie en datos en paralelo requeridos por el bus del CPU. Este puede entonces aceptar los datos. También, el puerto reúne los datos en paralelo del bus del CPU y los serializa en un formato adecuado (incluyendo los bits de reconocimiento) para su transmisión en serie. Los dispositivos dentro de los puertos de E/S serie que llevan a cabo las conversiones de serie a paralelo son chips LSI (Integración a gran escala) llamados UARTS (universal synchronous asynchronous receiver-transmitters, receptores transmisores asíncronos universales), o USARTS (universal synchronous/asynchronous receiver-transmitters, receptores transmisores síncronos y asíncronos universales). Describiremos los UARTS con mayor detalle en la sección que trata sobre la interfase serie asíncrona (véase figura 18-19).

INTERFASE DECIMAL CODIFICADO BINARIO

Es una interfase en paralelo asíncrona que se originó cuando se hicieron los primeros esfuerzos para conectar los instrumentos digitales de medición con otros dispositivos digitales. Así, no es de sorprender que este método de interfase sea tan primitivo. Sin embargo, como muchos instrumentos digitales están equipados para interfase BCD y están todavía en uso, ayuda el entender la interfase y la base de su operación.

Para ayudar a analizar las características de la interfase BCD, repasemos los medios con los que el instrumento digital muestra típicamente sus datos medidos (figura 18-3); la salida del convertidor analógico a digital en el instrumento se alimenta a una serie de contadores de 4 bits. Esos contadores codifican los datos digitales en palabras decimales codificadas binario. La salida de los contadores se emplea para activar dispositivos de indicación que muestran un dígito decimal en respuesta a las señales de cada uno de los contadores de 4 bits.

Si las salidas digitales de los contadores también están a disposición (figura 18-4) en un conjunto de líneas de señal (generalmente accesibles desde puntas del conector localizado en el tablero trasero del instrumento), junto con líneas de reconocimiento y de control, se establece la base para la interfase en paralelo basada en agrupaciones de 4 bits (que representan cada uno de ellos un número decimal de 0 a 9).

La primera aplicación que consideraron los ingenieros para esas interfases digitales codificadas binario fue la conexión de instrumentos digitales a impresoras. La conexión exitosa entre los instrumentos digitales y las impresoras permite el registro continuo y desatendido de datos obtenidos por los instrumentos. En las impresoras de que se disponía en aquel entonces, cada dígito decimal tenía su propia rueda de tipo de impresión y las señales de los contadores BCD controlaban la posición de la rueda cuando golpeaba el papel. Sólo dos señales adicionales fueron necesarias para completar esta interfase una para decirle a la impresora cuando eran válidos los datos en las líneas BCD (un comando IMPRIMIR), y una para permitir que la impresora u otro dispositivo externo controlara la velocidad a la que se hacían las lecturas (un disparo externo). Cada una de esas dos señales de control necesita de su propio conductor y por lo tanto con dos conductores y señales adecuadas de control, se formaría un mecanismo de reconocimiento entre los instrumentos. Hoy, la interfase digital codificado binario permite mandar señales digitales desde instrumentos digitales a otros dispositivos, así como las impresoras (computadoras, terminales, etc.). Sin embargo, la interfase BCD trabaja todavía entre estos dispositivos del mismo modo que si el instrumento se estuviera comunicando con una impresora.

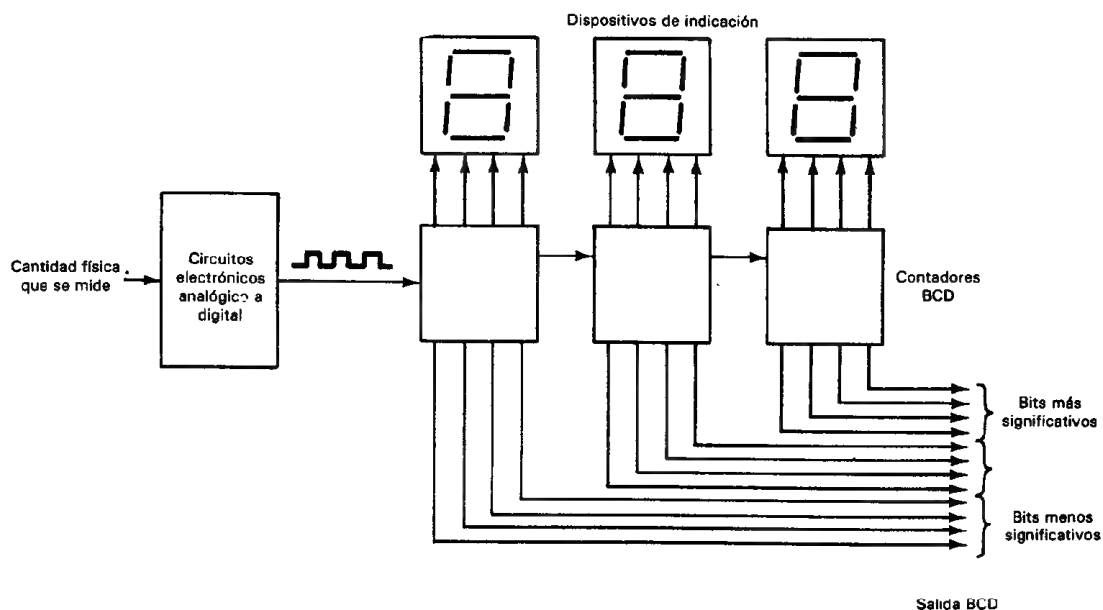


Figura 18-4 Salida BCD de un instrumento digital.

También se debe hacer notar que para cada dígito decimal de resolución por parte del instrumento digital, se deben tener cuatro líneas de datos en paralelo. Para una interfase digital codificada binario de un instrumento con resolución de cinco dígitos, se necesita un mínimo de 23 líneas paralelas en la interfase (cuatro por cada dígito, dos líneas de control y un conductor de tierra). Así, se necesitaría tener un conector con 23 terminales en la parte trasera del instrumento. Los instrumentos de mayor resolución con líneas de control adicionales necesitarían de un conector con más terminales. Los niveles lógicos de los bits en estas líneas de señal generalmente BCD son TTL compatibles ($1 = 2.0 \text{ V} < \text{TTL alto} < 5.0 \text{ V}$, y $0 = 0.00 < \text{TTL bajo} < 0.8 \text{ V}$).

Cuando una salida en BCD de un instrumento se manda a una computadora, ésta se encuentra con el problema de aceptar simultáneamente todos los bits de datos en paralelo que presentan en cada lectura, sin importar su número. No hay procedimiento estándar por medio del cual se diseña una computadora para llevar a cabo esta adquisición. Pero la secuencia general de eventos va más o menos así: La información en BCD se transmite del instrumento a un grupo de registros en paralelo (una especie de interfase a una interfase). Se escribe un programa de lenguaje ensamblador para la computadora que permite que las palabras BCD se puedan leer por el grupo de registros uno a la vez en la computadora. Las palabras BCD por lo general se traducen entonces por la computadora a los caracteres ASCII (un formato de palabra digital que pueden reconocer la mayoría de las computadoras). Finalmente, con la información reconocible, la computadora la puede procesar.

Los instrumentos equipados con salidas digital codificado binario están diseñados sólo para mandar mensajes a impresoras, computadoras u otros dispositivos digitales. Esto es, no son capaces de recibir otros mensajes además de los comandos sencillos de control y reconocimiento (como los que establecen el rango del instrumento). Los instrumentos equipados con interfase decimal codificado binario por lo tanto sólo son esclavos, y el flujo de datos es en una dirección. Debido a esta limitación, la interfase digital codificado binario es, como dijimos, bastante sencilla y primitiva. Como tal, sólo es adecuada principalmente para adquisición de datos. En contraste con ella, la IEEE-488 es un estándar más moderno para interfase de instrumentos. Es mucho más flexible y compleja y se puede emplear tanto en aplicaciones de adquisición como de control de datos.

BUS IEEE-488

El estándar IEEE-488 define una interfase de instrumentos del tipo asíncrona de 8 bits en paralelo y 1 byte en serie. Se adoptó por el IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) en 1975 como un estándar internacional para interconexión de instrumentos y está diseñada para permitir que los instrumentos fabricados por cualquier compañía en el mundo se puedan enlazar si están configurados en sistemas en las que todos los componentes y elementos sigan ese estándar. Actualmente se fabrican cientos de instrumentos compatibles con *IEEE-488* (incluyendo varias minicomputado-

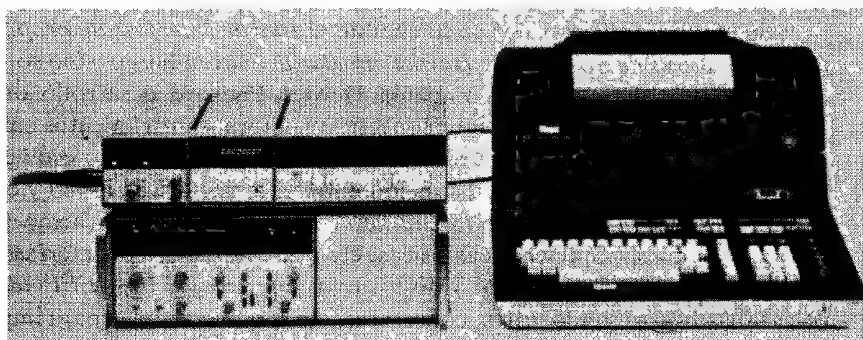
ras). Se hacen referencias de vez en cuando al *Bus de Interfase de propósito general* (GPIB) y al *Bus de interfase de Hewlett-Packard*. Sin embargo, sólo son otros nombres del bus IEEE-488. La compañía Hewlett-Packard desarrolló originalmente este bus de modo que pudiera interconectar sus propios instrumentos entre sí. La interfase demostró ser tan empleada que el IEEE la escogió como estándar.

También es útil hacer la distinción entre el *estándar IEEE-488* y el *bus IEEE-488*. El *estándar* es un *documento* que enuncia las reglas, especificaciones, relaciones de sincronización, características físicas, etc., de una técnica de interfase que permite interconectar a instrumentos y dispositivos digitales. El *bus IEEE-488* son partes físicas [hardware (conductores, conectores, etc.)] que se emplea para implementar el estándar. La figura 18-5 muestra un ejemplo de un sistema de instrumentos interconectados con el bus IEEE-488.

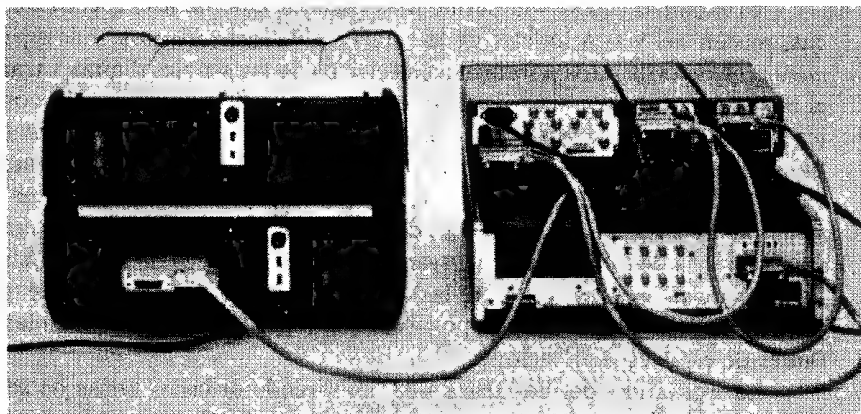
El estándar IEEE-488 define más específicamente las especificaciones eléctricas, mecánicas y funcionales de la interfase de instrumentos. Las *especificaciones eléctricas* describen los parámetros eléctricos de las señales digitales transmitidas en el bus (como voltajes y corrientes que corresponden a los niveles lógicos de las señales transmitidas). Las *especificaciones mecánicas* definen la configuración física del bus (número de conductores, tipo de conector, designaciones de las patas, etc.). Las *especificaciones funcionales* determinan el uso preciso de cada una de las líneas de señal, las reglas (protocolo) que se deben seguir para transferir correctamente mensajes a través de la interfase incluyendo el procedimiento de reconocimiento, las relaciones de sincronización entre las líneas de señal, y el repertorio de mensajes que pueden llevarse a cabo entre dispositivos. En esta sección se describen las más importantes de estas especificaciones.

La estructura del bus IEEE-488 comprende dieciséis líneas de señal como se muestra en la figura 18-6. Ocho de esas líneas se asignan para transportar datos (datos de medición, datos de programa, direcciones y comandos universales), tres líneas son para la función de reconocimiento (que se necesita, porque el bus funciona asincrónicamente), y cinco líneas son para funciones de administración del bus que efectúan un flujo ordenado de mensajes a través de la interfase.

Se pueden interconectar hasta 15 instrumentos en casi cualquier modo al bus, si la longitud total del cable no es mayor de 20 metros. Se pueden transferir datos con velocidades hasta 1 megabyte por segundo, pero las velocidades reales se controlan según las limitaciones de los instrumentos que comprenden cada sistema de medición. Las señales transmitidas sobre el bus son compatibles con TTL, aunque emplean una convención de lógica negativa (0 lógico = estado alto TTL [≥ 2.0 V] y 1 lógico = estado bajo TTL [≤ 0.8 V]). Aunque el formato de codificación de las palabras digitales en las ocho líneas de datos no se asigna por el estándar, muchos instrumentos codifican los datos en el formato ASCII porque la mayor parte de las computadoras o calculadoras programables que sirven como los controladores en los sistemas basados en el IEEE-488 leen y escriben cadenas y números en ASCII. Por ejemplo, un voltmetro en un sistema con bus IEEE-488 puede desear indicarle a la computadora de control que está leyendo +1.433 V en su entrada. Sería conveniente que el voltmetro digital enviara los datos codificados en ASCII. Además,



a)



b)

Figura 18-5 Sistema de instrumentos interconectados mediante el bus IEEE-488:
 a) vista frontal del sistema ensamblado, b) vista trasera del sistema ensamblado.
 (Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

como la mayor parte de las computadoras prefieren una ordenación de datos del byte más significativo al menos significativo, sería lo mejor que el voltmetro mandara las señales +, 1, ., 4, 3, 3, CR y LF (los caracteres CR y LF significan respectivamente “retraso de carro” [carriage return], y “alimentación en línea” [line feed], y se usan para terminar una transmisión). *Sin embargo, como el estándar no garantiza que los instrumentos enviarán información codificada en este método sugerido, dos instrumentos interconectados con el sistema IEEE-488 pueden ser siempre capaces de hablar uno a otro, pero pueden no siempre ser capaces de comprenderse entre sí.*

Los instrumentos conectados al bus están agrupados en cuatro categorías: controladores, mensajeros y mensajeros/escucha (figura 18-7). Los *controladores* (computadoras o calculadoras programables) administran la operación y dirigen el flujo de datos en el bus, principalmente mediante la designación de qué instrumentos han de mandar datos y cuáles deben recibir datos. Los *escuchas* sólo son capaces de recibir datos

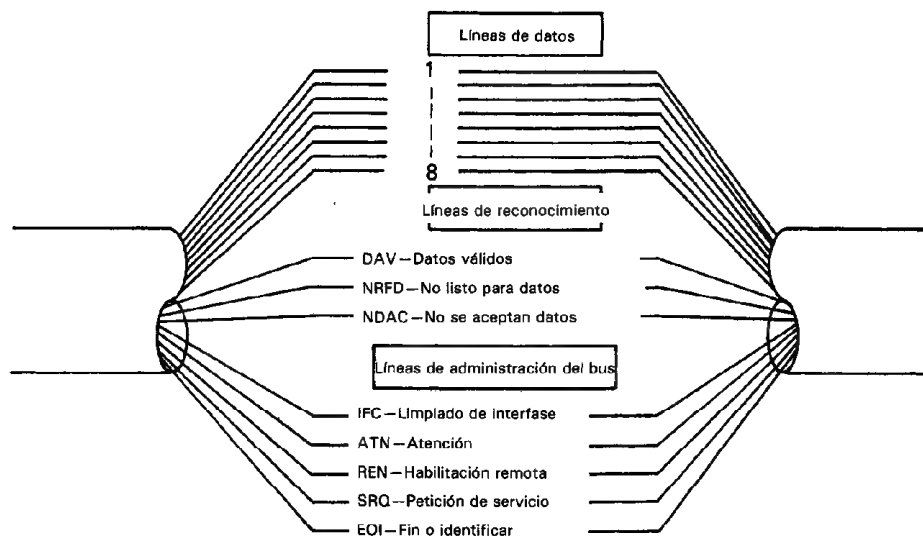


Figura 18-6 Dieciséis líneas componen la estructura completa del bus IEEE-488.

(impresoras y registradores) y los *mensajeros* (como los voltímetros digitales) sólo pueden enviar datos sobre el bus a los escuchas. Los *mensajeros/escuchas* (como los multímetros digitales y analizadores de redes) tienen la capacidad tanto de recibir o de mandar datos (también los controladores deben tener la capacidad de funcionar como mensajeros y como escuchas). Un sistema mínimo no necesita en realidad un controlador, pero puede consistir justamente de un mensajero y un escucha (como un contador y una impresora). Sin embargo, este tipo de sistema está limitado para trabajar en el modo de adquisición de datos. Pero los sistemas más típicos incluyen generalmente un controlador y una diversidad de otros elementos que podrían ser mensajeros, escuchas o ambos. En esos sistemas, se ejerce muy fácilmente la función de *adquisición y control de datos*.

El estándar IEEE-488 requiere que se sigan ciertas reglas estrictas o “protocolo”, durante su funcionamiento. Sólo se permite que un mensajero a la vez transmita los datos hacia el bus mensajero, pero pueden haber varios escuchas activos que pueden recibir los datos simultáneamente. Cuando hay varios escuchas el más lento de ellos es el que dicta la velocidad de transmisión para asegurar que los datos no se pierdan.

Para ordenar a los mensajeros y los escuchas que se activen, el controlador emplea una técnica llamada “direccionamiento”. Cada uno de los instrumentos tiene una dirección única para sus funciones de mensaje o de escucha. El controlador puede hacer que un mensajero se active “direccionando” el dispositivo para que hable. Igualmente, el controlador puede direccionar uno o más escuchas en el bus para que escuchen. La secuencia de reconocimiento se lleva también a cabo de acuerdo a un procedimiento altamente ordenado.

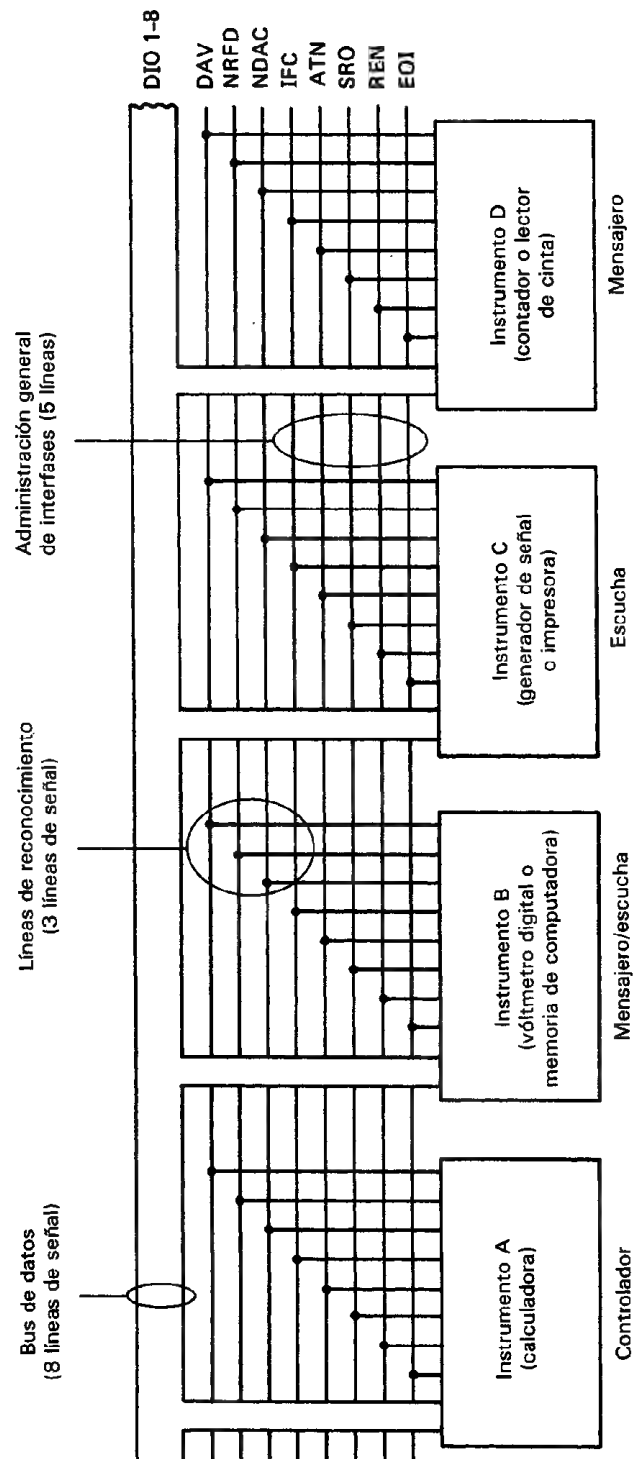


Figura 18-7 Diagrama de bloques de un sistema conectado al bus IEEE-488.

El reconocimiento que se emplea en el bus IEEE-488 se seleccionó debido a que tiene características importantes que dan al sistema de interfase una gran flexibilidad. Con lo anterior queremos dar a entender que permite la interconexión de múltiples dispositivos que pueden trabajar a diferentes velocidades. El dispositivo activo más lento controla la velocidad de transferencia de datos y más de un dispositivo puede aceptar datos simultáneamente.

El diagrama de sincronización de la Fig. 18-8 ayuda a ejemplificar la secuencia en la que se lleva a cabo el reconocimiento y la transferencia de datos:

1. Todos los escuchas activos usan la línea No Listo para Datos (NFRD) para indicar su estado de disponibilidad para aceptar una parte nueva de información. Cuando no hay esta disponibilidad para aceptar datos la línea NRFD se mantiene en valor cero volts. Si uno solo de los escuchas activos no está listo, la línea NFRD del bus completo se mantiene a cero volts y el mensajero activo no transmitirá el siguiente byte. Cuando *todos* los escuchas activos están listos y han soltado la línea NRFD, ésta pasa al estado alto de voltaje.

2. El mensajero designado activa las ocho líneas de datos de entrada y salida, haciendo que se coloquen datos válidos en ellas.

3. Dos microsegundos después de colocar datos válidos en las líneas respectivas, el mensajero activo pone la línea de Dato Válido (DAV) en cero volts (a esto se le llama *asegurar* la línea DAV) y con ello señala a los escuchas activos para que lean la información en el bus de datos. El intervalo de $2\ \mu\text{s}$ se necesita para permitir que los datos se coloquen en las líneas para alcanzar (que se estabilicen) niveles lógicos válidos.

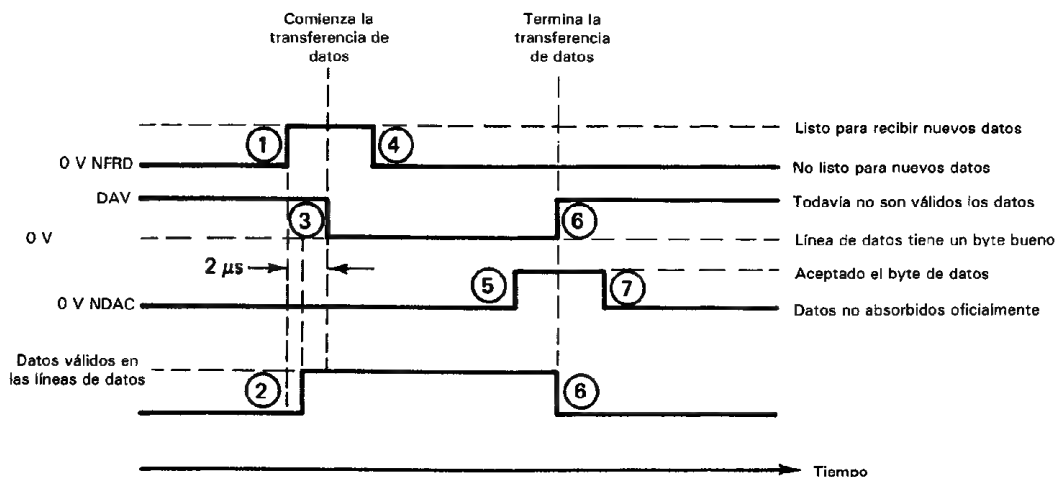


Figura 18-8 Diagrama de sincronización mostrando la secuencia de los eventos durante un reconocimiento en el bus IEEE-488.

4. Después de haber asegurado la línea DAV, los escuchas responden poniendo de nuevo a cero la línea NRFD (asegurando la línea NRFD). Esto evita que se inicie cualquier transferencia adicional de datos. También, los escuchas comienzan a aceptar el byte de datos en sus propias velocidades.

5. Cuando cada escucha ha aceptado los datos, libera la línea. No se Aceptan Datos (NDAC) (que hasta ahora los escuchas la habían mantenido en cero volts). Sólo cuando el último escucha ha liberado el último escucha de línea NDAC, podrá pasar esa línea a su estado de alto voltaje.

6. a) Cuando el mensajero activo ve que la línea NDAC ha pasado a su estado alto (significando así que todos los escuchas activos han aceptado el byte de datos), cesa de activar las líneas de datos. b) Al mismo tiempo el mensajero libera la línea DAV, terminando la transferencia de datos. El mensajero puede colocar ahora el siguiente byte en el bus de datos.

7. Los escuchas regresan la línea NDAC a cero volts y “retiran” el byte. Nótese que la operación de reconocimiento la efectúan el mensajero activo y los escuchas activos; una vez que el controlador ha dispuesto el bus para operación (especificando el mensajero activo y los escuchas activos), no toma parte en la transferencia de datos.

Nótese también que la línea DAV está controlada por el mensajero para indicar que los datos están listos para transmitirse. Las líneas NRFD y NDAC están controladas por los escuchas para indicar su disposición para recibir datos así como la disponibilidad para indicar haber recibido datos, respectivamente.

Las cinco líneas de administración de la interconexión ayudan a supervisar las líneas de datos. La línea primaria de administración, *atención* (ATN), determina cuántas líneas de datos se procesan. Cuando ATN es verdadera, las líneas de datos son interpretadas como direcciones o comandos universales por todos los dispositivos conectados al bus. Cuando ATN es falso, sólo aquellos dispositivos direccionados pueden emplear las líneas de datos; en este caso, los datos transmitidos dependen del dispositivo. Con la línea *limpiar interfase* (IFC), el bus regresa a un estado de reposo, o conocido. Esta acción la usa el controlador para pasar por encima de toda actividad y hacer abortar todas las transferencias de datos que se estén llevando a cabo. Se emplea el IFC para inicializar el bus y limpiarlo cuando algo procede mal. La línea *habilitar remoto* (REN) permite al bus controlar un dispositivo. Esto es, hace programables los instrumentos del sistema por bus en lugar de que estén controlados por el tablero frontal del dispositivo. La línea *petición de servicio* (SRQ) se puede emplear por cualquier dispositivo para obtener la atención del controlador cuando tiene datos que mandar (mensajero) o que necesita recibir (escucha). Nótese que esto es una petición y no una orden o comando y el controlador activo la puede ignorar hasta que haya tiempo para dar servicio a dicha petición. La línea *fin o identificación* (EOI) se usa en dos modos: puede ser asegurado por el mensajero activo

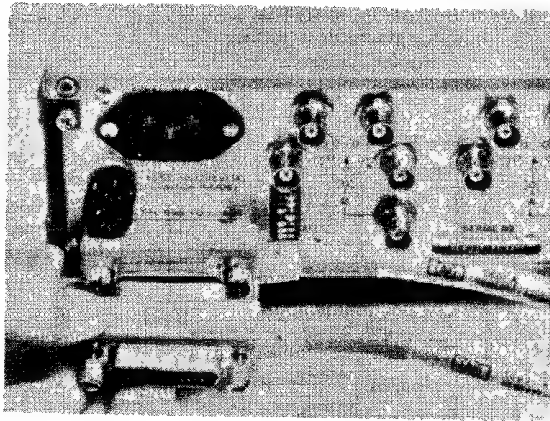


Figura 18-9 Conexión del cable del bus.
(Cortesía de Hewlett-Packard Co.)

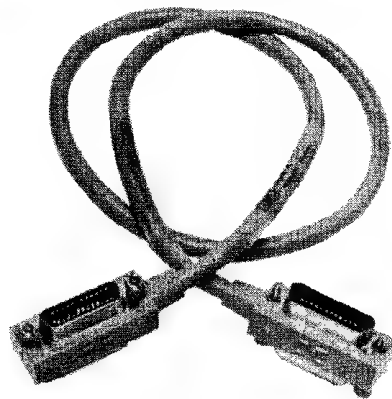


Figura 18-10 Cable del bus. (Cortesía de
Hewlett-Packard Co.)

para anunciar el fin de un mensaje, y puede ser usado por el controlador como línea de consulta.

El estándar IEEE-488 dicta un conector estándar de 24 patas y se muestra en la figura 18-9. En la figura 18-10 se muestra una fotografía del conector y los cables.

A veces es necesario aumentar la interconexión de los instrumentos más allá del límite de 20 m del bus. Se pueden conseguir *extensiones de bus* para permitir eliminar esta limitación. Con las extensiones se puede dividir un sistema con bus IEEE-488 en dos grupos aislados de instrumentos que pueden estar separados por distancias de hasta cientos de kilómetros. Esto permite emplear el bus IEEE-488 en aplicaciones nuevas como control de procesos industriales y detección remota. Cuando se emplean las extensiones de bus, los instrumentos remotos todavía aparecen funcionalmente como si estuvieran directamente cableados al bus local. Las extensiones son esencialmente transparentes. Esto es, el comportamiento de interfase del sistema es idéntico operacionalmente con y sin extensiones.

Las extensiones trabajan poniendo en serie la información en las 16 líneas de señal del bus y transmitiendo la información en serie con la forma RS-232 (la inter-

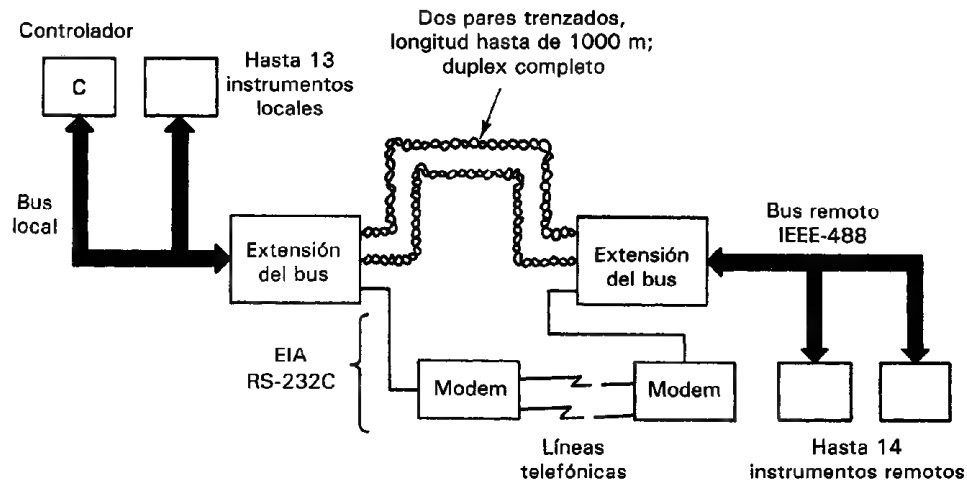


Figura 18-11 Extensiones de bus. Se pueden emplear para aumentar las distancias de transmisión ya sea a través de líneas dedicadas o a través de líneas telefónicas.

fase en serie y la RS-232C se detallan en secciones posteriores). Se pueden implementar las comunicaciones para distancias cortas de hasta 1000 m conectando cable de pares trenzado (cuatro conductores) directamente a las extensiones (figura 18-11). Para distancias más largas, la interfase RS-232C de la extensión permite mandar los datos por líneas telefónicas, con ayuda de módems (figura 18-20).

Sin embargo, el uso de extensión disminuye la velocidad máxima de transmisión de bits. Para distancias cortas (hasta de 1000 m), con cables de pares trenzado, se emplea una velocidad fija de 20 kilobits/seg. Esto da una velocidad útil de transmisión de hasta 775 bytes de datos por segundo. Para transmisiones enlazadas por líneas telefónicas, la extensión del bus puede soportar tanto módems síncronos como asíncronos. Esto significa que se pueden lograr velocidades de transmisión de 19.2 kilobits/s (síncronas) y 150, 300, 600 o 1200 bits/s (asíncronas).

INTERFASE CAMAC

Esta interfase se puede configurar para transmitir datos en forma paralela, en serie o en byte-serie. Se diseñó originalmente para cumplir con los requisitos de los laboratorios de instrumentación nuclear, donde los módulos de instrumentación se intercambiaban constantemente entre sistemas. La longitud de la palabra básica en los sistemas CAMAC es de 24 bits, pero cuando se agregan todas las líneas de control, un sistema CAMAC en paralelo necesita una interfase de 66 conductores. Sin embargo, cuando se transmiten datos en una interfase CAMAC en serie sólo se necesitan dos líneas de datos y un cable de nueve conductores.

El equipo para el proceso de entrada y salida que se fabrica para emplearse en los sistemas CAMAC (como convertidores analógico a digital, controladores de

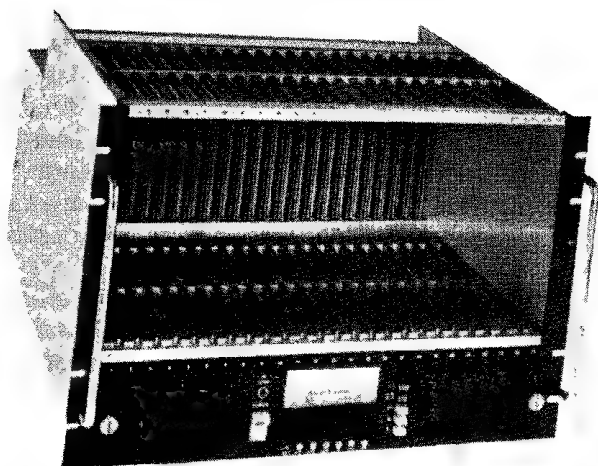


Figura 18-12 Caja CAMAC. (Cortesía de KineticSystems, Inc., Lockport, Ill.)

microprocesador, excitadores de tubos de rayos catódicos, etc.) se diseña en forma normalizada modular de modo que, teóricamente, pueden enchufarse los módulos en cualquiera de las cajas CAMAC remotas de entrada y salida, a las que se llama canastas CAMAC (figura 18-12). El diseño del módulo, así como el método de conexión entre módulo y caja, se definen en una parte del estándar CAMAC. La *caja* puede contener una fuente de poder y hasta 25 módulos enchufables, y el de la extrema derecha es el *controlador de caja*. Este controlador interconecta la canasta con el bus del sistema (en paralelo o en serie), dependiendo de la interfase y también controla la comunicación dentro de la misma caja.

La norma CAMAC (que actualmente también la ha adoptado el IEEE como los estándares 583, 595 y 596) define las características mecánicas de las cajas, los conectores y los módulos, las pistas de datos, y la estructura de comandos de los protocolos que controlan la comunicación en el sistema.

Se dispone de cinco tipos de controladores de caja, dependiendo del tipo de transmisión de datos empleada por la interfase CAMAC específica; en paralelo, en serie, en byte-serie, transmisión directa en paralelo a un bus de entrada y salida de computadora, u operación autónoma (es decir, operación sin conexión alguna a pista o computadora de supervisión). A excepción de la operación autónoma, las interfases CAMAC se conectan finalmente a una computadora supervisora. La mayor parte de las minicomputadoras tienen posibilidad de interfase CAMAC y se comunican con sistemas CAMAC que emplean versiones de FORTRAN o BASIC.

Se logran las mayores velocidades de transmisión de datos en los sistemas CAMAC empleando interfases en paralelo. Conectando las cajas directamente con el bus de datos de entrada y salida (en paralelo) de la computadora se pueden transmitir hasta 1 millón de palabras por segundo. Sin embargo, esas aplicaciones se limitan tan sólo a distancias muy cortas y sólo se pueden interconectar directamente unas pocas cajas a un bus de datos de computadora. La transmisión a distancias mayores, de hasta 100 m, con velocidades igualmente altas se pueden llevar a cabo usando el

cable de pista CAMAC en paralelo (el cable de 66 conductores multicable llamado *Branchway*). El multicable conecta los controladores de caja con un excitador de multicable que se conecta con el bus de entrada y salida de la computadora (que puede manejar hasta siete controladores de caja). Para transmisión a distancias todavía mayores, se puede usar una de dos opciones en serie. Se pueden conseguir velocidades de datos de hasta 5 megabauds/s a lo largo de pistas CAMAC en serie, lo que hace que ésta sea una de las interfases en serie más rápidas. Sin embargo, si se emplean conductores telefónicos para la transmisión, se encuentran en la práctica velocidades de datos reducidas.

Las principales ventajas de los sistemas CAMAC sobre otras interfases son su velocidad y facilidad de uso. No se necesita diseño de ingeniería. El usuario decide acerca del número de cajas necesarias, si emplea transmisión en serie o en paralelo y a continuación ordena las cajas, los dispositivos de control y los módulos. Pero esta interfase tan avanzada también es muy cara y se emplea principalmente en sistemas grandes para procesos industriales. Sin embargo, las configuraciones CAMAC autónomas que emplean una microcomputadora como supervisor, junto con las cajas de precio moderado (capacidad de 13 módulos), permiten que los usuarios tengan acceso a un sistema CAMAC de precio reducido.

INTERFASE ASINCRONA EN SERIE

Como se mencionó antes, la transmisión de datos a grandes distancias se hace demasiado cara si se trata de hacerla en paralelo. Sin embargo, si los datos se transmiten en serie, sólo se necesita un trayecto de datos porque éstos se mandan en forma de un solo bit a la vez (figura 18-13). En vista del hecho de que el trayecto único de datos en serie sólo necesita de dos conductores, se mantienen bajos los costos de cableado. Además, el trayecto sólo necesita un procesador transmisor para enviar la salida de datos y un procesador receptor para registrar la entrada. Por lo tanto, cuando se deben transmitir los datos a grandes distancias, la selección obvia es de interfase en serie.

Se pueden construir interfases de transmisión en serie para operar en modos simplex, semi-dúplex y dúplex completo. La transmisión *simplex* es unidireccional.

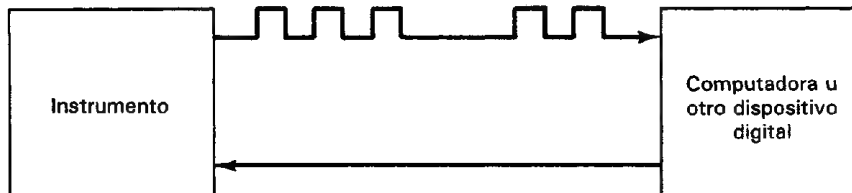


Figura 18-13 Transmisión de datos en serie.

Un sistema diseñado para trabajar en modo simplex sólo tiene un transmisor en un extremo y un receptor en el otro. Sin embargo, si la interconexión tiene un transmisor y un receptor a cada extremo, se puede diseñar para funcionar ya sea en el modo semi-duplex o duplex completo. Si sólo se puede mandar la información en una dirección a la vez, el conducto trabaja en el modo *semi-duplex* (transmisión en cualquier dirección, pero no en ambas direcciones a la vez). Si ambos transmisores pueden trabajar simultánea e independientemente a la vez para transmitir datos en el trayecto, se llama a su operación modo duplex completo (transmisión simultánea en ambas direcciones). La transmisión en serie y en *dúplex completo* emplea con más frecuencia cuatro conductores en su implementación.

Los métodos de transmisión en serie también se caracterizan por cuántos bits por segundo pueden transmitir (a 1 bit/s se le llama *baud*). Por lo tanto, un sistema que tenga una velocidad de 110 bauds puede transmitir, por ejemplo, diez caracteres de 11 bits por segundo. Las velocidades de bit normalizadas en los sistemas en serie son de 50, 75, 110, 134.5, 150, 300, 600, 1200, 1800, 2400, 3600, 4800 y 9600 bauds. (Veremos después por qué son necesarias las velocidades de bit normalizadas para llevar a cabo la transmisión en serie.)

La mayor parte de la interconexión *en serie* en los sistemas de instrumentación se lleva a cabo en forma *asíncrona* (más bien que en forma síncrona). Aunque las velocidades de transmisión síncrona en serie pueden ser mayores (hasta 9600 bauds) que las correspondientes asíncronas, la velocidad se logra a costa de una mayor complejidad del sistema. Como las menores velocidades de transmisión que dan los métodos asíncronos en serie generalmente son adecuadas para la mayor parte de las aplicaciones de instrumentación, no hay necesidad de complicar esos sistemas pidiendo se adopten métodos de transmisión síncrona.

Los métodos asíncronos son relativamente lentos porque necesitan una señal de reconocimiento mutuo para cada carácter de transferencia de datos. (Los métodos asíncronos no lo necesitan.) En los sistemas *asíncronos en serie* se lleva a cabo el reconocimiento empleando bits de arranque y paro al principio y al final de cada carácter que se transmite. Por ejemplo, un carácter de 8 bits está precedido generalmente por un solo bit de arranque y seguido por uno o dos bits de paro. Examinemos los detalles de esa transferencia de datos en los sistemas asíncronos en serie.

Las convenciones que gobiernan las transmisiones asíncronas y en serie se derivan de la época en la que se usaban teleimpresoras para transmitir información a grandes distancias. Debido al diseño del mecanismo en las primeras teleimpresoras (y para asegurar su funcionamiento a prueba de fallas), se decidió que una línea sin uso (que no manda datos) fuera una en que fluye corriente. La transmisión de datos comienza cuando la corriente en una línea sin uso se interrumpe en determinada manera. A esta convención todavía se adhieren los sistemas asíncronos en serie modernos. Además, al estado sin uso de la línea (cuando pasa corriente) se le llamó el estado "1" o condición MARCA, mientras que a la falta de corriente en la línea se le llamó el estado "0" o condición "ESPACIO" (figura 18-14).

Se anuncia el principio de la transmisión de una palabra asíncrona en serie mediante el bit "arranque" que siempre es un bit de estado "0". Esta convención tam-

bién fue dictada por el diseño de las teleimpresoras porque era necesario llevar la línea del estado sin uso (MARCA) al estado "0" para poner en marcha el mecanismo de la teleimpresora receptora. Para las duraciones de los siguientes cinco a ocho bits sucesivos (dependiendo del código y del número de bits que especificó la longitud de palabra en ese código) se conmuta la línea a los estados "1" o a los estados "0" según se necesita para representar el carácter que se manda. Siguiendo el último bit de datos en la palabra y el bit de paridad (acerca del que pronto se añadirá más), fue necesario que el mecanismo de la teleimpresora receptora pudiera regresar a una posición conocida, a tiempo para el inicio (bit de arranque) del siguiente carácter. Esto se logra transmitiendo uno o más bits del estado "1" sin uso. Al periodo de tiempo asociado con esta transmisión se le llama el intervalo de bits "paro".

Algún tiempo después de la transmisión, llegan las palabras de datos a su destino (es decir, al receptor). Este receptor, que había sido puesto en alerta para el carácter entrante por el bit de arranque, sincroniza la señal entrante y muestrea la línea de datos tan cerca de los centros de cada uno de los bits como sea posible. Esto muestra la importancia del requisito de que el receptor y el transmisor estén de acuerdo sobre el intervalo de tiempo durante el que se mantendrá cada bit en la línea. De otra manera, la transmisión se confundiría porque el receptor tomaría muestras en tiempos erróneos. La duración del bit determina la velocidad máxima a la cual se pueden transmitir los bits y por lo mismo define la velocidad del bit a la cual funciona la interfase en serie. La velocidad de los datos se controla mediante dispositivos de sincronización de intervalo llamados *relojes*, tanto en la terminal transmisora como en la receptora. En los sistemas asíncronos, el receptor vuelve a echar a andar su reloj en cada palabra digital transmitida, y puede haber un espacio de cualquier duración entre palabras.

Si los pulsos de ruido afectaran de alguna manera la línea de transmisión fuera de tiempo, es posible que un bit se leyera mal en la transmisión. Por lo tanto, siguiendo los 5 a 8 bits de datos transmitidos, debe haber un bit de paridad (véase de nuevo Fig. 18-14), que se emplea para detección de error. El bit de paridad se usa de la si-

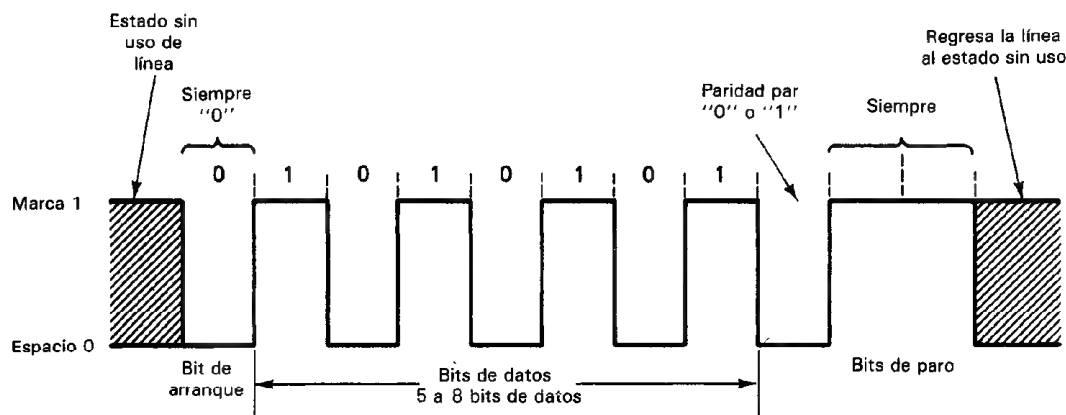


Figura 18-14 Palabra de datos en serie.

guiente manera: Si el transmisor vigila el número de “unos” en la palabra que se está mandando, puede mandar un bit de paridad —ya sea un “1” o un “0”— de modo que el número total de “unos” que se manda siempre sea par (paridad par), o siempre impar (paridad impar). Igualmente, el receptor puede regular los “unos” que se recibieron y así determinar si se recibió la transmisión sin error. Si se detecta un error, se puede pedir la retransmisión de la palabra alterada.

El código más empleado para formato de las palabras de datos en la transmisión asincrónica en serie es el ASCII (que se definió y se describió en el capítulo 1). Es un código de 7 bits y casi siempre se transmite con un bit de paridad, lo cual hace un total de 8 bits por carácter. [Hay también otros códigos que se pueden emplear para dar formato a palabras asincrónicas en serie. Sin embargo, esos otros códigos se usan cada vez con menos frecuencia. Sin embargo, incluyen el código Baudot (5 bits por carácter), el código IBM de correspondencia de 6 bits, y el código EBCDIC de 8 bits.]

Las palabras de datos codificadas en serie se transmiten de acuerdo con una de dos convenciones eléctricas: La RS-232C o circuito de corriente de 20 mA. Casi todas las computadoras que se fabrican tienen un puerto serie de entrada y salida RS-232C y muchas también tienen un puerto serie de 20 mA circuito de entrada y salida de corriente. Así, sólo necesitaremos estudiar esos métodos de transmisión y las especificaciones que gobiernan sus características. (Nótese que las dos normas más recientes, RS-422 y RS-423 se han adoptado también, pero su aceptación es bastante lenta, y la RS-232C tiene preeminencia todavía.)

MONITORES DE DATOS (ANALIZADORES DE COMUNICACIONES DE DATOS)

Los monitores o líneas de datos nos permiten diagnosticar y resolver problemas en redes de comunicación. La transmisión de datos entre localidades remotas pueden ocasionar datos perdidos e inyección de errores. Los datos perdidos pueden resultar por una línea de transmisión abierta o rota. La abertura puede consistir de una conexión floja o rota. Las vibraciones en una construcción son aleatorias y esas vibraciones pueden hacer y romper una conexión floja. Este tipo de defecto en un sistema de comunicaciones es difícil de aislar porque es aleatorio; por lo tanto, la línea de transmisión se debe vigilar continuamente hasta que suceda un error. Ubicando un monitor de línea de datos en diferentes lugares en la red de comunicación, se puede aislar la conexión defectuosa para su reparación. La inyección de errores (adición de datos no deseados) puede originarse por el ruido sobrepuesto en la línea de transmisión de comunicaciones (véase cap. 16 para detalles adicionales). También, la fuente de ruido puede ubicarse y aislarse ubicando el monitor de línea de datos en diferentes lugares de la red. Una causa común de ruido en una línea de transmisión de comunicaciones es la gran corriente en las líneas de alimentación de potencia cercanas a las líneas de transmisión de comunicación. Los cables coaxiales no eliminan la inducción de ruido en una línea de transmisión de comunicaciones. Sólo se puede llevar a cabo un blindaje magnético instalando la línea de comunicación de transmisiones en un tubo conductor de acero o ubicando el conductor a gran distancia de cables de corriente



Figura 18-15 Analizador de comunicaciones de datos y monitor de línea de datos. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

o de alumbrado. También, siempre se deben cruzar una línea de comunicaciones y una de servicio eléctrico, se debe asegurar que se crucen a 90° . Esto reducirá sustancialmente el ruido como resultado de acoplamiento magnético (véase cap. 11, descripción de *acoplamiento magnético*).

Otro uso común del monitor de línea de datos es la localización y el aislamiento de programas defectuosos. Como ejemplo de programas defectuosos, considérese lo que sucedió en una gran planta industrial. La velocidad de un transportador se vigila mediante un generador de pulsos (un dispositivo que genera una onda cuadrada que tiene una frecuencia proporcional a la velocidad). Los pulsos se transmiten mediante una línea de comunicaciones a una computadora que controla la secuencia de arranque y paro del transportador. Contando el número de pulsos, la computadora puede calcular tanto la distancia que ha viajado el transportador como su velocidad. El error en el conteo de los pulsos resultaba de la computadora, que contaba demasiados pulsos (a veces contaba doble un pulso único). Se empleó un monitor de línea de datos para transmitir una serie conocida de pulsos a la computadora, mientras se vigilaba la distancia y la velocidad calculada por la computadora. Cuando los datos transmitidos y los calculados por la computadora no coincidían, se identificaba al programa como la causa de la discrepancia. Al modificar la rutina "leer datos de entrada" en el programa se solucionó el problema.

En la figura 18-15 se muestra un monitor típico de línea de datos. Como con frecuencia se emplean estos dispositivos en el campo, los hay portátiles y estacionarios. Se requiere un procedimiento de configuración inicial. El procedimiento real depende del fabricante y del modelo que se emplea. Como operador, se instala primero el monitor en una red de comunicaciones dependiendo del objetivo final. La figura 18-16 muestra cuatro ubicaciones empleadas con frecuencia para instalar un monitor en una red de comunicaciones [véase la siguiente sección en este capítulo, acerca de la descripción del equipo de terminal de datos (DTE) y del equipo de comu-

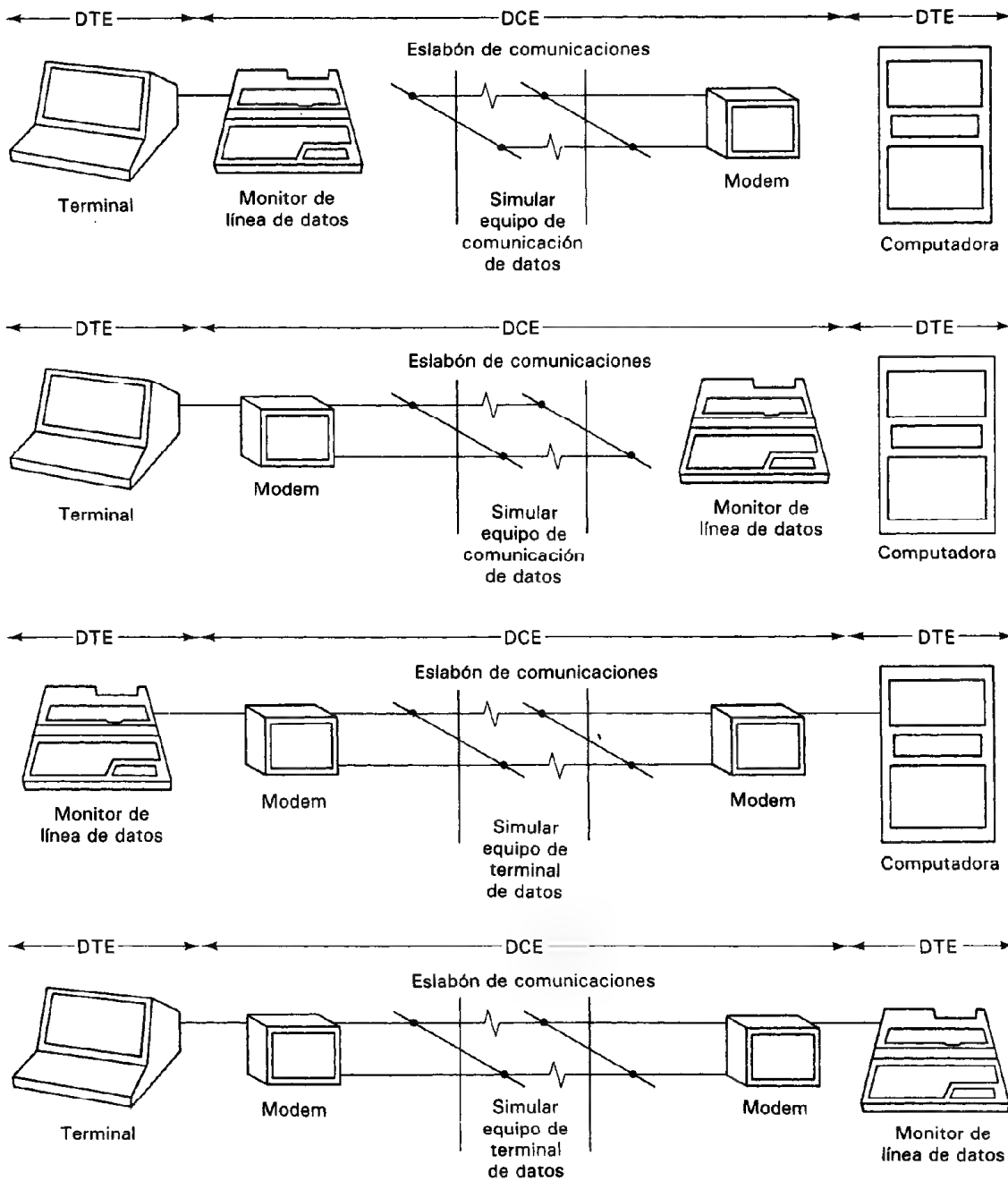


Figura 18-16 Conexiones típicas de un monitor de línea de datos. (Cortesía de Tektronix, Inc.)

nicación de datos (DCE)]. Segundo, se configura el monitor entrando al protocolo de comunicaciones, como por ejemplo: velocidad de baud, paridad (par o impar), código de datos (ASCII, EBCDIC, HEX, etc.), bits/carácter, bits de paro y sincronización. Tercero, se debe entrar a una secuencia de operación tal como lectura o vigilancia de datos entrantes y paro (que se llama disparo) cuando se lee una determinada cadena de datos (los datos se almacenan en un *registro de transferencia de captura*), disparo en un error o transmitir una determinada cadena de datos. Una vez que se han almacenado los datos en el registro de transferencia de captura, se pueden leer conforme pasen por la pantalla o se pueden retransmitir a una impresora para sacar un registro permanente.

ESTANDAR RS-232C

Cuando se transmiten datos en serie de acuerdo con el estándar RS-232, se transmiten pulsos de *voltaje* a la velocidad seleccionada de baud, que se usan para representar los datos digitales (RS significa "recommended standard", estándar recomendado). El "1" lógico se representa por un nivel de voltaje transmitido en el rango de -3 V a -15 V , mientras que el "0" lógico se representa mediante un nivel de voltaje transmitido de $+3\text{ V}$ a $+15\text{ V}$. (Nótese que el RS-232C emplea una convención de lógica negativa, que tampoco es compatible con TTL, para representar sus señales de datos.) Los datos digitales se pueden transmitir en serie a distancias hasta de 15 metros según el estándar RS-232C. Es el método más empleado de los dos para transmitir en serie. También la norma RS-232C ha sido adoptada por la Electronic Industries Association (EIA) como un estándar oficial para comunicación en serie. Además de especificar los niveles de voltaje y la distancia máxima de transmisión de señales digitales de datos, el estándar define muchas otras características requeridas para conformar una interfase de datos, incluyendo la designación de las patas del conector y demás consideraciones eléctricas para los dispositivos transmisores y receptores. Describiremos cómo el estándar RS-232C se desarrolló; esto ayudará a explicar la base de las especificaciones normativas que resultaron.

Cuando la transmisión de datos digitales asincrónica en serie estaba en su infancia, se consideraron las líneas telefónicas públicas como eslabones de datos potenciales de longitud indefinida para esas transmisiones. Sin embargo, se notó que esas líneas telefónicas se establecieron originalmente para transportar señales de voz y no en altos volúmenes de datos digitales en alta velocidad. Además, a las compañías telefónicas no les agradaba el prospecto de tener que manejar con todo tipo de señales digitales extrañas en sus redes. Así, se hizo obvio que se debería crear una norma para hacer los datos digitales compatibles con la transmisión por las líneas telefónicas. La norma resultante fue la EIA RS-232C (Fig. 18-17). Más específicamente, el estándar fue formulado de modo que hubiese un conjunto uniforme de características eléctricas y mecánicas de interfase, al igual que una descripción funcional de los circuitos de intercambio para la interfase que permitiera la conexión de equipo terminal de datos (DTE), y equipo de comunicación de datos (DCE). El equipo terminal

de datos DTE incluye dispositivos tales como terminales de computadoras, instrumentos digitales, teleimpresoras y computadoras. El equipo de comunicación de datos DCE incluye la categoría de dispositivos que codifican los datos digitales en forma de señales semejantes a la voz, permisibles en el sistema telefónico. Así, es el equipo DCE el que realmente convierte los datos digitales en ondas de señal compatibles con la transmisión por línea telefónica. El estándar RS-232C especifica el modo en el que se deben presentar los datos del equipo DTE al DCE, de modo que este último puede llevar a cabo su función correctamente. El sistema Bell introdujo el modem Bell 103 (modulador/demodulador) como el primer equipo del DCE que respondería a cualquier equipo DTE que se apegara a la norma RS-232C (en la próxima sección se describen las características de los modems con mayor detalle).

Aunque este paraje histórico ayuda a explicar el origen de la norma RS-232C, no explica plenamente por qué se adoptó la norma para la transmisión asíncrona de datos en serie en muchos otros sistemas digitales (la mayor parte de los cuales nunca incorporan el sistema telefónico en los conductos de transmisión). La respuesta es que la RS-232C puede trabajar tan correctamente para transmitir datos digitales en forma en serie entre dos dispositivos digitales cualesquiera, sin importar si uno de ellos es un equipo DCE o no. Siempre que ambos equipos digitales sean aptos para transmitir y recibir de acuerdo con las especificaciones RS-232C, los datos digitales se pueden mandar en serie entre ellos obedeciendo al estándar.

Por lo tanto, podemos resumir que la RS-232C es un *estándar* que define los enlaces físicos y eléctricos de los sistemas para permitir transmisión de datos asíncronos en serie a través de 1) líneas telefónicas equipadas con modems y 2) en sistemas digitales en los que la distancia del cableado sea menor de 15 m.

Las especificaciones y características más importantes que definen la RS-232C comprenden las siguientes (consúltese Fig. 18-18):

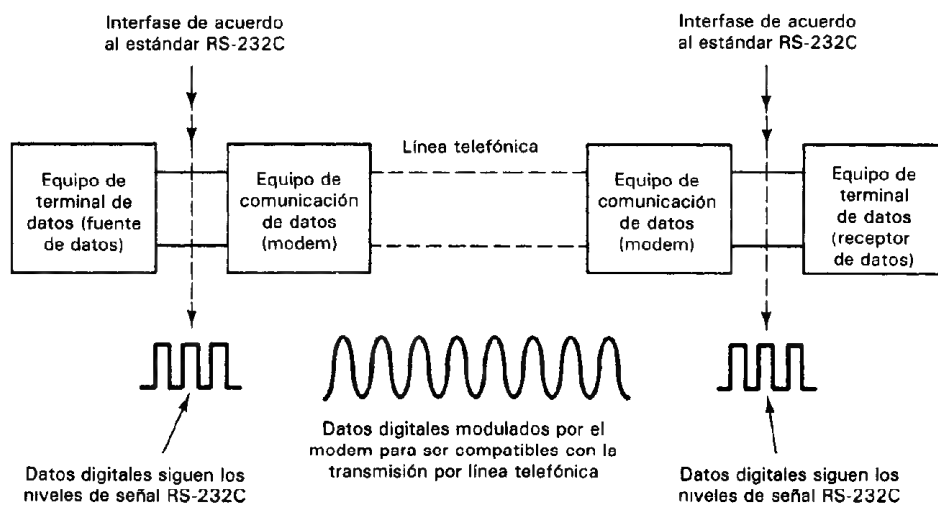


Figura 18-17

1. Señales de voltaje que emplean una convención lógica negativa definen los *niveles de señal de datos*. Esto es, se consideran las señales de datos como "1" lógico – MARCA cuando el voltaje, V_1 es de -3 a -15 V. Se considera las señales de datos como "0" lógico = ESPACIO cuando el voltaje, V_1 es de $+3$ a $+15$ V.

2. Por otra parte, los *niveles de señal de control* usan una lógica verdadera positiva (señal lógica de control "1" = $+3$ a $+15$ V y señal lógica de control "0" = -3 a -15 V). La mezcla de lógica positiva y negativa en la misma interconexión puede ser un punto de confusión a menos que el usuario esté plenamente consciente.

3. La capacitancia en paralelo (C_L) de la terminación (carga) no debe rebasar los 2500 pF, incluyendo la capacitancia del cable. Como los cables típicamente presentan capacitancias de 120 a 150 pF por metro, esta especificación limita la distancia máxima de transmisión hasta aproximadamente 15 m.

4. La impedancia de cd de la carga, R_L , debe ser entre 300 y 3000 Ω .

5. Hay tres conductores que se usan para transmitir datos: dos son conductores portadores de datos (uno para los datos que se transmiten y uno para los que se reciben) y el tercero es un conductor de tierra de señal que sirve como camino de retorno de la corriente de la señal (figura 18-19). También hay otros 22 conductores que sirven como conductores de control entre el DTE y DCE. Las patas normalizadas de las conexiones especificadas por la RS-232C se muestran en la figura 18-20. Las patas 2, 3 y 7 accesan las líneas que se usan para la transmisión de datos. Las patas restantes accesan las líneas de señales de control. La norma RS-232C especifica que la parte macho de un conector está en el lado del equipo de transmisión (DTE) y la hembra del lado del equipo de comunicación (DCE).

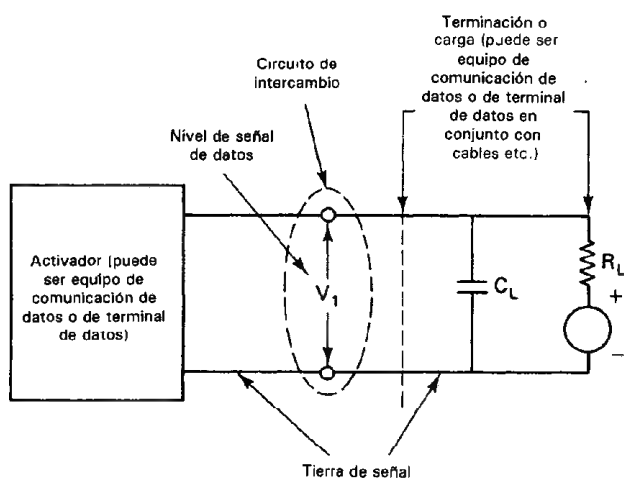


Figura 18-18 Circuito equivalente de la interfase que se emplea al definir las especificaciones necesarias según el estándar RS-232C.

6. La nomenclatura de las conexiones de las patas que se muestra en la figura 18-19 se deriva de la convención de que, de acuerdo con la norma RS-232C, el equipo de *transmisión* de datos (DTE) transmite en la línea de *transmitir* y el DCE los recibe similarmente, el DTE recibe en la línea de *recibir* y el equipo de comunicaciones transmite en ella. Si el sistema en la realidad contiene equipo transmisor y de comunicaciones (DTE y DCE), puede no haber problema con la compatibilidad de conector a conector. Sin embargo, en sistemas en los que no haya equipo de comunicaciones (p. ej., en un sistema que sólo conste de una computadora y una impresora, ninguna de las cuales es realmente un modem o un equipo de transmisión), surge un problema acerca de cuál de los equipos se considera como transmisor y cuál de comunicaciones. La pregunta que se debe contestar es ésta: ¿Qué dispositivo transmitirá los datos en la línea *transmitir* y cuál los recibirá en ella? La respuesta es que algunos fabricantes de equipo pueden ofrecer cables que permitan que sus equipos aparezcan tanto como DTE o como DCE. Pero en muchos casos, cuando el conector RS-232C se monta en el tablero trasero, no se puede escoger. En el caso en el que dos instrumentos parezcan ambos ser del mismo tipo, podrá necesitarse armar un cable de conductores cruzados para colocar las señales en las líneas correctas.

7. Hasta 15 m, las velocidades de bits pueden ser cualquiera de las velocidades estándar, desde 50 bits/s hasta 19.2 kilobits/s. El límite de la distancia de 15 m de la transmisión RS-232C se puede aumentar hasta aproximadamente 3 km a velocidades máximas de transmisión de 600 bauds, empleando *activadores de línea* y líneas de pares trenzados. Los *activadores de línea* son convertidores de señal que amplifican señales digitales para asegurar una transmisión confiable más allá del límite de 15 m de la EIA. Se usan cables normales de interfase RS-232C para conectar los activadores de línea con las terminales y los puertos. El activador de línea no convierte las señales digitales en señales moduladas de audio (como lo hacen los modems), sino que mantiene los pulsos en su forma original. Por lo tanto, a esa transmisión se le llama a veces *señalización a banda base* (transmisión de una señal en sus frecuencias originales, es decir, no modulada).

8. Se puede emplear cualquier código para mandar caracteres en serie de acuerdo con la RS-232C. Como se vio antes, los caracteres ASCII y los comandos de control ASCII son las selecciones más frecuentes para los códigos y el protocolo de sistemas en serie. Pero se pueden emplear otros códigos y protocolos.

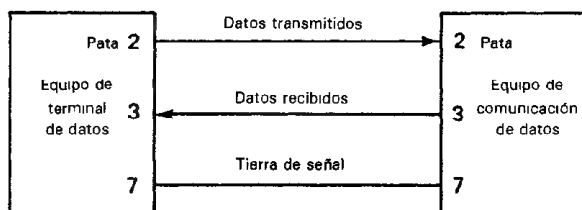


Figura 18-19 La RS-232C usa tres conductores para la transmisión de datos entre equipo de terminal de datos (DTE) y equipo de comunicación de datos (DCE). Los demás conectores asociados con la interconexión son líneas de control de señal.

SEÑALES DE LA TERMINAL EQUIPO DE TERMINAL DE DATOS

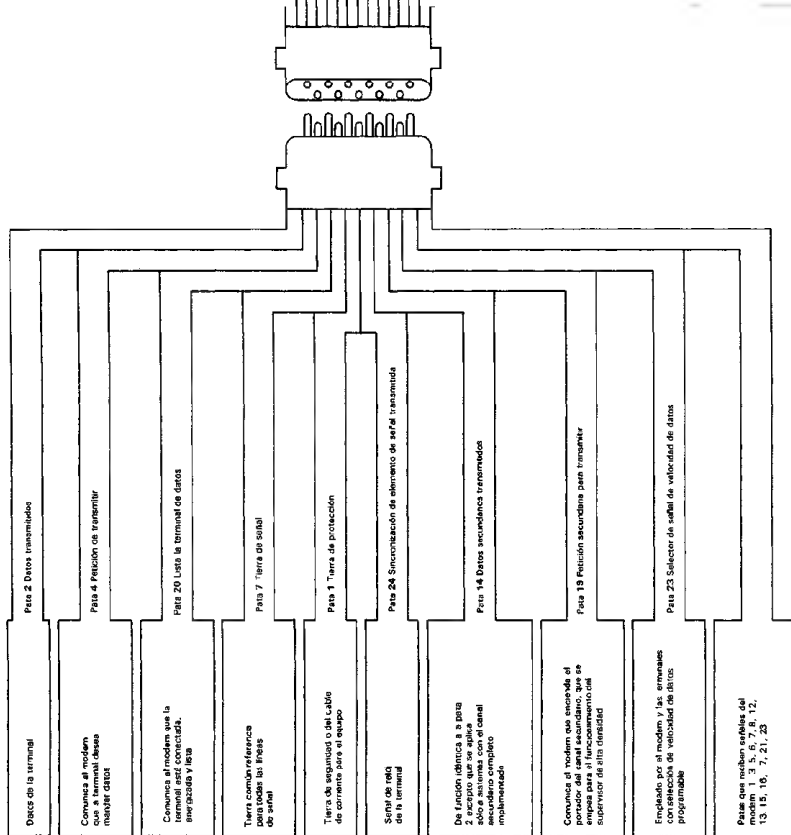
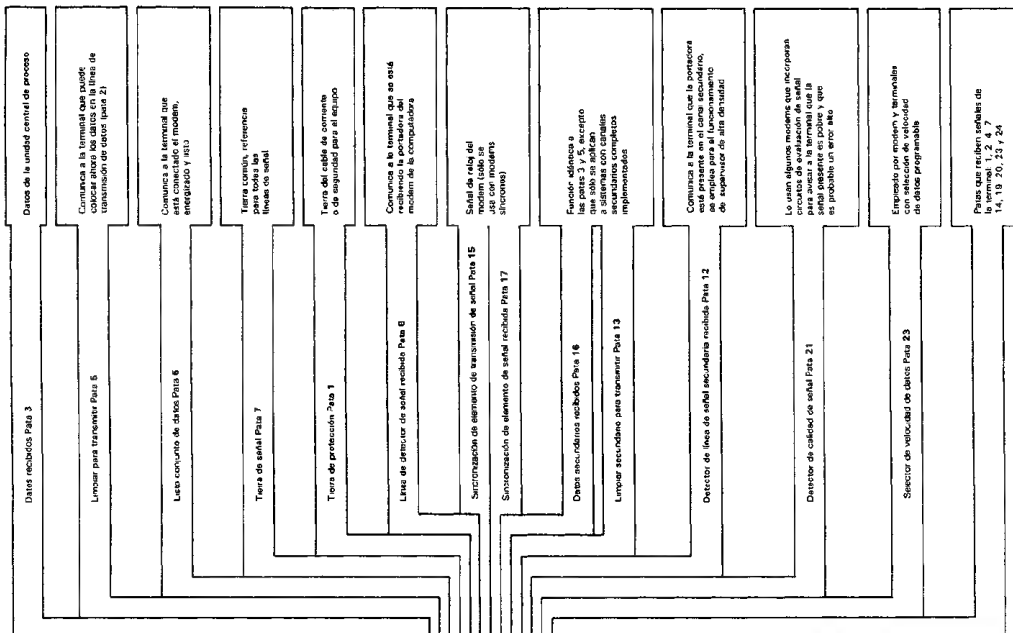


Figura 18-20 Conexiones estándar de las patas de la RS-232C. La nomenclatura viene del punto de vista del equipo de terminal de datos (DTE). Así, un DTE transmite a través de su pata 2 (la pata de datos transmitidos) a un equipo de comunicación de datos (DCE). Pero un DCE transmite a través de su pata 3 (la pata de datos recibidos) a un DTE. Los fabricantes de los instrumentos con norma RS-232C pueden ofrecer cables que permitan que sus instrumentos se vean como un DTE o como un DCE; sin embargo, generalmente no se tiene opción. Al emplear instrumentos semejantes, se puede tener que armar un cable de conductores cruzados para obtener las señales en los conductores correctos. (Cortesia de Tektronix, Inc.)

SEÑALES DEL MODEM (EQUIPO DE COMUNICACIÓN DE DATOS)



CIRCUITO DE CORRIENTE DE 20 mA

El segundo método que se emplea para la transmisión de datos digitales asíncrona y en serie es el circuito de corriente de 20 mA. En lugar de emplear señales digitales de voltaje para representar los niveles lógicos de 0 y 1, el método del circuito de corriente emplea la presencia (1 lógico) o ausencia (0 lógico) de una corriente de 20 mA para representar los niveles lógicos. El método se usa porque históricamente se originó con la transmisión de datos a y desde teletipos. En la teleimpresora mecánica como el teletipo modelo 33, la corriente de la línea se conecta y desconecta para transmitir información desde el teclado del teletipo hasta la línea. La conmutación se hace mediante escobillas de carbón que giran alrededor de un conmutador. Generalmente, se debe mantener una corriente mínima de 18 mA para mantener limpias las superficies de contacto; así fue como nació el circuito de corriente de 20 mA.

Hoy, el circuito de corriente de 20 mA se emplea para transmitir los datos asíncronos en serie en sistemas que pueden o no contener un teletipo. Como muchas minicomputadoras, microcomputadoras, calculadoras programables, terminales de tiempo compartido y tubos de rayos catódicos tienen puertos de corriente de 20 mA, pueden recibir y transmitir información digital de subsistemas de adquisición de datos en formato asíncrono en serie con corriente de 20 mA. Las velocidades típicas de datos son de 110, 150 o 300 bits/s.

Aunque se creó el circuito de corriente de 20 mA para comunicaciones con teletipo, su adopción generalizada surgió a partir de las ventajas naturales que posee para la transmisión de datos asíncronos en serie. Primeramente, el circuito de corriente es, de hecho, un trayecto ininterrumpido en el que puede pasar la corriente de 20 mA. Como la corriente es idéntica en cualquier lugar de una trayectoria en serie, no habrá degradación de la señal con respecto a la distancia en el circuito. Segundo, la impedancia total que muestra el trayecto de los circuitos es baja. Esta propiedad (como se describió en el capítulo 16) es un factor importante en la reducción de la susceptibilidad de un circuito a interferencia externa acoplada capacitivamente. También, el empleo de un cable de par trenzado como línea de transmisión limita la interferencia acoplada inductivamente. Los circuitos de corriente pueden emplearse para transmitir datos hasta su distancia máxima práctica (aproximadamente 3000 m) sin degradación de exactitud debida tanto a pérdida de señal como a interferencia externa. [Notese que el límite de distancia de 3000 m permite la transmisión de datos en tramos considerablemente mayores que con la RS-232C (que se limita a 15 m para transmisión de datos con interconexión directa)].

Además, el circuito de corriente de 20 mA (al cual se conectan los receptores de datos) generalmente está eléctricamente aislado de los transmisores de los datos digitales. Esto se lleva a cabo haciendo que los transmisores digitales alimenten sus señales a un *aislador óptico*, cuya salida controla la corriente que pasa por el circuito de 20 mA. Así, se permite que los transmisores digitales controlen activamente al flujo de corriente en el circuito y al mismo tiempo que permanezcan eléctricamente aislados de ella. El aislamiento eléctrico completo entre los transmisores y el receptor permite la eliminación de circuitos a tierra y su interferencia correspondiente en los sistemas que utilizan el circuito de 20 mA.

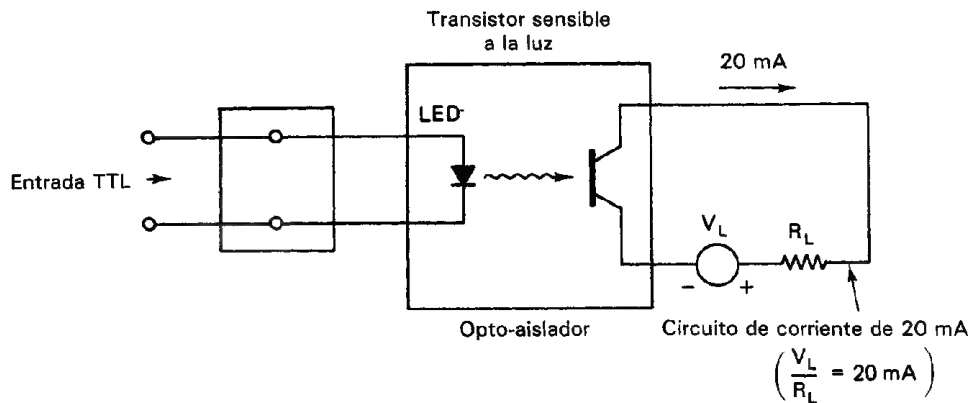


Figura 18-21 Optoaislador empleado en un circuito de corriente de 20 mA.

Como se muestra en la figura 18-21, las señales digitales en forma de niveles lógicos TTL se alimentan a la entrada del transmisor digital. Este, en respuesta a una entrada de nivel *TTL alto* (1 lógico), envía la corriente a través del diodo emisor de luz (LED) del opto-aislador. El transistor sensible a la luz responde a la salida de luz del LED y se enciende. La resistencia de colector a emisor de un transistor “encendido” cae hasta un valor muy pequeño y en el circuito de la figura 18-21 esto permite que pasen los 20 mA a través del circuito (1 lógico en el circuito). Cuando la entrada de nivel lógico en el transmisor digital es *TTL baja*, no dará corriente al LED y el transistor sensible a la luz se apagará. En el estado “apagado” su resistencia de colector a emisor se hace muy grande. Así, la corriente que pasa en el circuito disminuye hasta un valor cercano a 0 mA (0 lógico en el circuito). Los receptores de información digital (computadoras, teletipos, terminales, etc.) se unen pasivamente a este circuito mediante el puerto de circuito de corriente de 20 mA y simplemente detectan el estado lógico en el circuito. Si es necesario que la información digital sea transmitida de regreso a los dispositivos digitales, desde los teletipos o computadoras, también debe existir un circuito que convierta las señales lógicas 20 mA de nuevo a señales lógicas TTL. De nuevo, el opto-aislador juega un papel principal en esos circuitos.

Sin embargo, los circuitos de corriente de 20 mA padecen el problema de que son susceptibles a introducir interferencia de cruce, acoplada inductivamente en los circuitos cercanos. Así, si se sospecha que conductores adyacentes son sensibles a esa interferencia, se deben tomar medidas para reducir los efectos degradantes. También, la norma RS-232C se está haciendo de más uso con el tiempo y algunos fabricantes de computadoras ya no ofrecen las capacidades de entrada y salida del circuito de corriente de 20 mA.

RECEPTORES-TRANSMISORES UNIVERSALES ASINCRONOS

Los dispositivos que se emplean para convertir palabras de datos en paralelo de 5, 6, 7 u 8 bits en palabras de datos asíncronos en serie (con un bit de arranque, un bit de

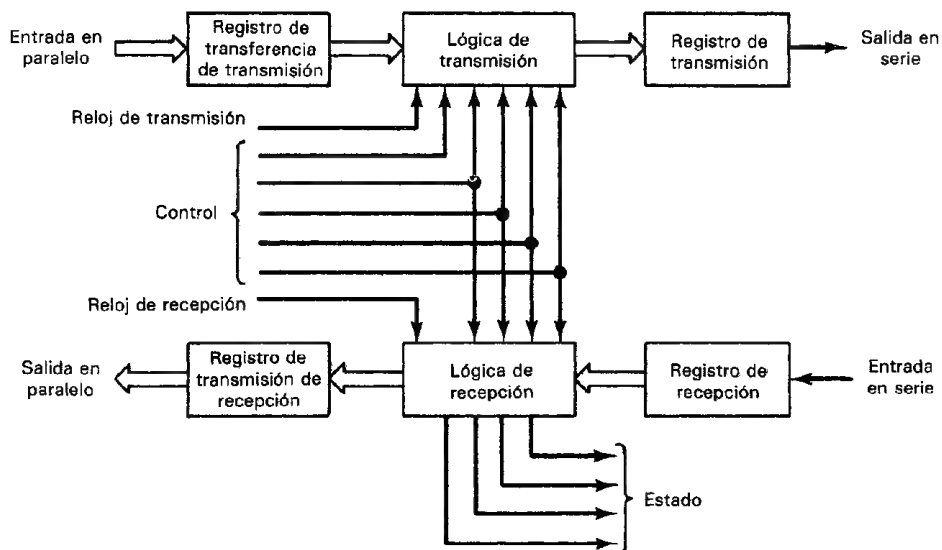


Figura 18-22 Diagrama de bloques de un receptor-transmisor asíncrono universal (UART).

paridad y uno o dos bits de paro) se llaman *receptores-transmisores universales asíncronos* (UART, universal asynchronous receiver-transmitters). Esto es, también pueden recibir datos en serie y convertirlos de nuevo a la forma paralela. Estos UART típicamente son circuitos integrados de 40 patas que son programables para permitir la selección del número de bits por palabra transmitida en serie. Pasan doblemente a registros de transferencia tanto en el transmisor como en el receptor y así pueden permitir el almacenamiento de una sola palabra de 8 bits mientras se transmite o se recibe otra palabra de 8 bits. Los UART pueden transmitir datos a más de 100 kilobits/segundo. También generalmente proporcionan sus salidas en forma de tres estados, lo que permite su empleo en situaciones de línea compartida. Se sincroniza un reloj externo con la señal en serie para establecer el periodo del bit. La figura 18-22 muestra un diagrama de bloques de un receptor-transmisor universal asíncrono.

SUBSISTEMAS DE INTERFASE PREENSAMBLADOS

Se pueden conseguir subsistemas completos, que pueden adquirir datos analógicos a partir de una variedad de fuentes, convertirlos a forma digital y ponerlos a disposición en forma de caracteres codificados en ASCII listos para su transmisión en serie en formato tanto RS-232C como de circuito de corriente de 20 mA. Están en forma preensamblada y lista para usarse. Uno de esos subsistemas es el μ Mac-4000 de Analog Devices. Estos sistemas de medición basados en microcomputadora vienen completos en una sola tarjeta. Típicamente pueden aceptar datos analógicos de decenas de

canales de entrada, incluyendo fuentes tales como termopares, transductores de galga extensométrica, detectores de temperatura resistiva, circuitos de corriente directa analógico (0.1 mA, 0 a 20 mA, o 4 a 20 mA) y fuentes de voltaje de cd (con rango de ± 25 mV hasta ± 10 V de escala completa). Las señales de entrada de esas fuentes se amplifican primero hasta un nivel óptimo de voltaje. La ganancia necesaria para las ampliificaciones individuales se logra combinando las características de ganancia de los amplificadores de instrumentación en cada canal individual y una ganancia seleccionable, el *amplificador de instrumentación de ganancia programable* (que se le llama PGA, de programmable gain amplifier). Nótese que un PGA es un amplificador capaz de tener programada su ganancia mediante señales de nivel lógico generadas remotamente. Los datos analógicos amplificados se convierten a forma digital mediante un convertidor analógico a digital de doble pendiente.

El UART duplex completo, se emplea para convertir la salida digital en paralelo del convertidor analógico a digital, a caracteres en formato ASCII en serie. Los datos están disponibles para transmisión en serie a partir de un puerto de comunicaciones ya sea en el modo RS-232C o en el circuito de corriente de 20 mA duplex completo. Se pueden seleccionar paridad par o non y velocidades de hasta 9600 baud (en cuyo caso la distancia máxima de transmisión se limita a aproximadamente 180 metros). También, el empleo del circuito de corriente de 20 mA aísla ópticamente la interfase de la computadora principal y permite resistir voltajes de modo común hasta de 300 mV. La inteligencia interconstruida (de un microprocesador) descarga a la computadora principal permitiendo realizar el control de supervisor en la misma tarjeta.

TRANSMISION DE DATOS A GRANDES DISTANCIAS (MODEMS)

Cuando se deben transmitir datos digitales a distancias mayores que los límites de los métodos directos de transmisión en serie (de 3000 m con los circuitos de corriente de 20 mA o con RS-232C, con activadores de línea), las líneas telefónicas con un *modem* en cada extremo se convierten en enlaces a través de los cuales se puede enviar información digital. Este empleo de las líneas telefónicas permite que los datos se transmitan a distancias esencialmente ilimitadas.

Los datos digitales se originan en un dispositivo digital (como un instrumento, computadora, o periférico de computadora) y salen de acuerdo con la norma RS-232C hacia la entrada del modem (Fig. 18-14). El *modem* (al que también se le llama *conjunto de datos*) acepta y convierte los pulsos digitales en tonos audibles adecuados para su transmisión a través de la red telefónica y entonces otro modem hace la función inversa en el otro extremo. Esto es, los modems llevan a cabo las funciones de equipo de comunicación de datos (DCE) que se describió en la sección en donde describimos el estándar RS-232C. El modem transmisor *modula* la señal digital en un tono de audio adecuado para ser transmitido a través de un canal de voz de centro de comunicaciones, mientras que el modem receptor en el otro extremo *demodula* el tono de audio de nuevo a una forma digital y por ello se tiene el nombre de “*modem*” (modulador/demodulador).

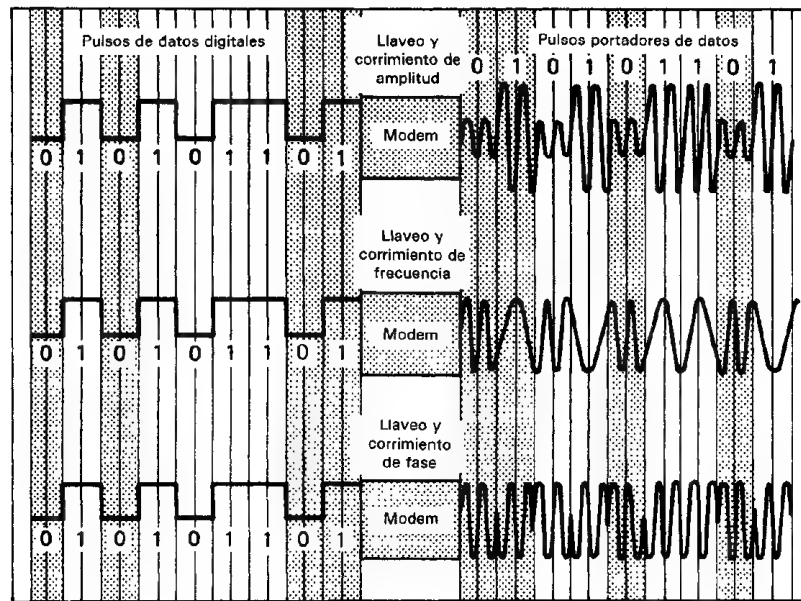


Figura 18-23 Se ofrecen tres técnicas básicas de modulación para trasladar los datos digitales a una forma más compatible con los equipos de transmisión del sistema telefónico.

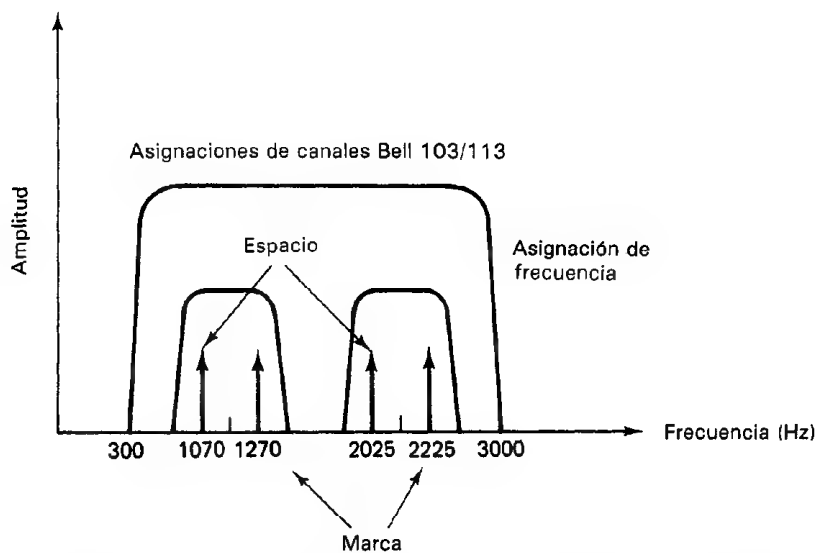


Figura 18-24 Los modems FSK emplean la modulación de frecuencia. El modem Bell 103/113 puede trabajar en dúplex completo en líneas de dos conductores.

Se puede conectar un modem y la línea de comunicaciones (telefónica) directa (con cableado) o indirectamente (acoplamiento acústico). Los modems con acoplamiento acústico tienen una conexión acústica a la red telefónica a través de transductores en un cojín acústico localizado en el modem y también en la bocina telefónica. Como los modems acústicos no tienen conexión directa de cables con las líneas telefónicas, son portátiles. Estos modems acústicos se llaman con más frecuencia *acopladores acústicos* y se emplean mucho cuando se usa la red telefónica normal para transmitir los datos. Por otro lado, los modems *conectados directamente* mediante cableado se escogen generalmente cuando un usuario renta líneas telefónicas a la compañía y usa esas líneas rentadas exclusivamente para transmitir datos digitales.

Los modems emplean uno (o una combinación) de tres esquemas básicos de modulación para convertir las señales digitales en tonos de audio: la modulación de amplitud, la modulación de frecuencia, o la modulación de fase, que se muestran en la figura 18-23. En la *modulación de amplitud*, se varía la amplitud de la señal portadora según el patrón de los bits. En la *modulación de frecuencia*, se varía la frecuencia y en la modulación de fase se varía la fase. Hay posibilidad de muchas variaciones dentro de estos tres tipos principales de modulación.

La mayor parte de los modems asíncronos emplean la modulación *llaveo y corrimiento de frecuencia* (FSK, frequency-shift-keyed, que es un esquema sencillo de modulación de frecuencia) en la que una señal de cierta frecuencia indica un espacio y una señal a otra frecuencia indica una marca (véase figura 18-24). Los modems FSK más comunes son los tipos Bell 103/113 y 202. Los modems Bell 103/113 pueden transmitir hasta 300 baud en duplex completo y el 202 trabaja a velocidades hasta de 1200 baud en duplex completo. Los modems síncronos de mayores velocidades emplean modulación más sofisticada y velocidades de codificación que permiten a su vez velocidades de codificación de hasta 9600 baud.

PROBLEMAS

1. Describir las ventajas de la transmisión de datos digitales sobre la transmisión de datos analógicos.
2. Definir los términos siguientes:
 - a) Reconocimiento
 - b) Baud
 - c) Transmisión de banda base
3. Describir la interfase BCD
4. Describir el método de reconocimiento que se emplea en la transmisión en serie.
5. Dibujar las ondas digitales para las siguientes palabras en serie, codificadas con ASCII:
 - a) @
 - b) >
6. Describir la diferencia entre los conceptos 1) estándar IEEE-488, y 2) bus IEEE-488.
7. Explicar por qué se necesitan tres conductores para la técnica de reconocimiento mutuo empleada en los sistemas de bus IEEE-488.
8. Explicar por qué la transmisión sincrónica de datos puede ser más rápida que la transmisión asíncrona.

9. ¿Cómo sabe el dispositivo receptor de un sistema asíncrono en serie los tiempos correctos para mostrar la línea de datos para asegurar que muestree cuando existan datos válidos en esa línea?
10. Describir el estándar RS-232C.
11. Definir los siguientes términos:
 - a) Modem
 - b) Acoplador acústico

REFERENCIAS

1. McNamara, J., *Technical Aspects of Data Communication* (Aspectos técnicos de comunicación de datos). Maynard, Mass.: Digital Equipment, 1979.
2. Liebson, S., "Computer I/O Course" (Curso de entradas y salidas de computadora), *Instruments and Control Systems*, partes I-VI, Octubre 1979-Abril 1980.
3. Washburn, J., "Communications Interface Primer" (Introducción a interfases de comunicaciones), *Instruments and Control Systems*, partes I y II, Marzo-Abril de 1978.
4. Garret, P.H., *Analog Systems for Microprocessors and Minicomputers* (Sistemas analógicos para microprocesadores y minicomputadoras). Reston, Va.: Reston Publishing, 1978.
5. *HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus)* (Bus Hewlett-Packard): *Improving Measurements in Engineering and Manufacturing* (Mejoramiento de mediciones en ingeniería y manufactura). Hewlett-Packard Company, sin fecha.



Indice

- Acelerómetro, LVDT, 412**
Acoplador direccional, 286
Acoplador optoelectrónico, 479
Acoplamiento capacitado, circuitos a tierra y, 497
Acumulador de plomo, 365
Adquisición de datos analógica-digital, sistema, 534-539
Alambre de punta de prueba, 67
Algebra de Boole, 21
American Wire Gauge, 66
Amortiguación (igualación de impedancia) 519
Ampérmetros, analógicos, ca, 104-111
 analógicos cd, 95-99
 definición de, 88
Amplificadores, aislamiento de, 475, 478-480, 503
 ampérmetros y voltímetros analógicos de ca, 104-111
 de entrada de osciloscopio, 160-161
 diferenciales, 457-462
 horizontales de osciloscopio, 163
 instrumentación, 474-478
 medición de ganancia y ancho de banda, 456
 muestreador, 103
 operacionales, 463-473
 propiedades generales de, 451-456
Amplificadores de aislamiento, 475, 479-482, 503
Amplificadores de instrumentación, 485-486
Amplificadores de muestreo, 103
Amplificadores diferenciales 457-462
Amplificadores operacionales, características de, 463-473
 definición de, 464
 limitaciones reales de, 469-473
Análisis armónico, 259
Analizadores armónicos, 259
 comunicaciones de datos, 563-564
 de espectro, 259-261
 distorsión, 263
 Fourier, 262
Analizadores de espectro, 259, 261
Analizadores de distorsión, 263
Analizadores de Fourier, 262
Analizadores de onda, 261-263
Analógicos cd, ampérmetros, 95-99
 voltímetros, 99-104
Ancho de bandas, amplificadores operacionales, 470-471
 desviación/conversión de nivel, 420
 errores de tiempo de subida, 201
Anemómetro de alambre caliente, 418
Angulo de fase, definición del, 8
ASCII (American Standard Code for Information Interchange), 21, 22
Atenuador, osciloscopio, 157
Aterrizado en chasis, 54
Autotransformadores, 335-336

Banda bimetalica, 418
Banda muerta, 235
Bit, definición de, 16
Bit más significativo, 17
Bit menos significativo, 17

- Bloques de terminales, 69
- Bolómetro, 285
- Bus de interfase de uso general, 551
- Bus de interfase Hewlett-Packard, 551
- Bytes, definición de, 16, 17

- Ca (corriente alterna), circuito de, potencia en, 267-271**
- Cable, aislamiento para, 66
 - calibres, 66
 - conductores en, 65
 - envoltura de, 68
 - tipos de, 67-68
- Cable blindado, 68
- Cable coaxial, 68
- Cables, aislamiento para, 66
 - calibres, 66
 - conductores en, 65
 - tipos de, 67-68
- Cables de conductores múltiples, 68
- Calibración de circuitos de instrumentación, 523-526
- Calibre American Wire Gauge, 66
- Calorímetro, 285
- CAMAC, interfase, 558-560
- Capacidades de potencia del equipo eléctrico, 283
- Capacitancia, definición de, 315-319
 - dieléctricos y, 317
 - parásita, 318-319
- Capacitor(es), código de colores, 328
 - de cerámica, 324-325
 - de circuito, modelos y pérdidas, 319-322
 - de mica, 323
 - de papel, 325
 - de película plástica, 325-326
 - seguridad, 318
 - de placas paralelas, 316-317
 - definición de, 316
 - electrolíticos, 326-327
 - variable, 327-328
- Capacitores de cerámica, 324-325
- Capacitores de mica, 323
- Capacitores de papel, 325
- Capacitores de película plástica, 325-326
- Capacitores de recorte, 328
- Capacitores electrolíticos, 326-327
- Capacitores variables, 327-328
- Capacitores variables de aire, 327-328

- Carga, 82-83, 359
- Carga atractiva, 2
- Carga de repulsión, 2
- Carga, definición de, 2-3
- Cautín, empleo adecuado del, 52-53
- CD (corriente directa), suministro de potencia, características de control, 370-371
 - cómo emplear, 371-372
 - descripción de, 366
 - especificaciones, 371
 - operación segura, 370
- Celdas. Véase también *Pilas*
- Choque eléctrico, 46-49
- Circuitos asíncronos, 24
- Circuitos de base de tiempo, osciloscopios y, 166-168
- Circuitos de calibración, 178
- Circuito de corriente, 20ma, 571-572
- Circuitos de instrumentación de calibración, 523-526
- Circuitos lógicos, combinacionales, 21
 - secuenciales, 21, 23-24
- Circuitos lógicos secuenciales con medición de tiempo, 23
- Circuitos lógicos secuenciales no temporizados, 23
- Circuitos síncronos, 23-24
- Codificación, definición de, 20
- Codificación digital, 137-138
- Código binario directo, 18-19
- Códigos digitales, ASCII, 21, 22
 - binario directo, 17-18
 - decimal codificado binario, 19-20
- Compuertas, definición de, 21
- Comunicación cruzada, 533
- Conductor de conexión, 67
- Conexión en interfase, definición de, 515
 - sistemas analógico-analógicos, 516-526
 - sistemas analógico-digitales, 526-527
 - sistemas digitales-dígito, 543-576
 - subsistemas preensamblados, 573-574
- Conexiones y conectores, 68-72
- Contador binario, 137
- Contador de centelleo, 447-448
- Contadores de frecuencia digital, 254-256
- Contadores universales de tiempo, 257-259

- Convertidor analógico-digital de aproximaciones sucesivas, 130-133
- Convertidor analógico-digital de rampa en escalera, 129-130
- Convertidor analógico-digital paralelo, 135-137
- Convertidor digital-analógico resistivo de peso binario, 125-126
- Convertidor digital analógico resistivo en escalera, 126-128
- Convertidores analógico-digital de doble rampa, 132-134
- Convertidores digital-analógico, aplicaciones, 123-125
 - multiplicadores, 129
 - resistivos de peso binario, 125-126
 - resistivos en escalera, 126-128
- Convertidores instantáneos analógicos-digitales, 135-137
- Corriente de polarización de entrada, 159-160
- Corriente, definición de, 5-6
- Corriente eléctrica, definición de, 5-6
- Coulomb, definición de, 2

- Decimal codificado binario, BCD, 18-19, 548-550**
- Decodificar, definición de, 20
- Derivación, amperímetro, 97-99
- Despolarizantes, 356
- Descarga, 78, 359
- Desviación del valor promedio, 40
- Desviación estándar, 41
- Detectores de temperatura resistivos, 425-427
- Detectores fotoconductores de luz, 438-440
- Diagramas de estado, 23
- Diagramas de sincronización, 23
- Dieléctricos, 317
- Diferencia neterodina, 253
- Dígitos binarios, 16
- Dígitos decimales, 16
- Diodos emisores de luz, 138-140
- Disparo interno, 170
- Dispositivos fotovoltaicos, 440-443
- Distribución de Gauss, 41

- Efecto de carga, 101**
 Efecto Hall, 178
 Efecto Seebeck, 419
 Electrodinamómetro, de respuesta rms, 108
 mecanismo, 94-95
 Electrómetros, 113-115
 Energía potencial, 3
 Entrada de una terminal, 161
 Entrada diferencial, 161-162
 Error de calibración de osciloscopios, 200
 Error de carga, 200
 Error de lectura, 198-199
 Error de paraplaje, 199-200
 Errores aleatorios, 41-42
 Errores, de los puentes de Wheatstone, 309
 de sistemas de instrumentación, 35-36
 en la medición, 38-39
 en osciloscopio, 198-202
 probables, 39, 41-42
 Escala de decibels, 41-42
 Estándar RS-232C, 566, 567-570
 Estándares de tiempo, 250
 Exactitud, definición de, 34
- Fatiga del fototubo, 435**
 Figuras de Lissajous, 190-192
 medición de fase con, 192
 Filtración, sistemas analógicos y, 518
 Flotante, 55
 Forma de onda ca, 7
 Forma de onda de cd, 7
 Forma de onda digital, definición de, 17-18
 Forma periódica de onda, 7
 Formación, 326
 Formas de onda, armónicas de, 259
 cuadrada, 387
 de barrido, 166-171
 tipos de, 7
 Formatos digitales, 16-18
 Fotodiodos, 440-443
 Fototransistores, 443
 Fototubos, 435-436
 Frecuencia de las formas de onda, 7-9
 Fuente de barrido de colector, 214
 Fusibles, 61-62
 Fusibles de fusión lenta, 62
 Fusibles rápidos, 62
- Ganancia, amplificadores de medición de, 456-457**
 circuito abierto, 464-465
 modo común, 459
 potencia, 44, 451, 457
 sensibilidad y ganancia del amplificador de osciloscopio, 157-159
 voltaje, 45
 Ganancia de circuito abierto, 464-465
 Ganancia de modo común, 458
 Ganancia de voltaje, 44
 Gancho, medidores de ca, 113
 Geiger-Müller, tubo de, 447-448
 Generadores de frecuencia de barrido, 384, 386-387
 Generadores de función, 392-393
 Generadores de pulsos, 387-391
 Graficación de datos, método de mínimos cuadrados y, 31-32
 puntos de datos, 31
 tipos de papel de gráficas, 32-34
 Guarda de entrada, 503-508
- Histéresis, 36**
 Hojas de datos, descripción de, 30-31
 Holdoff, 168
- Impedancia de entrada, 80-81**
 de amplificadores operacionales, 472
 de voltímetros digitales, 143
 Impedancia, de salida, 82
 de entrada, 80-81
 definición de, 80-81
 descripción de, 337-338
 igualación de, 83-85, 487
 Inductancia, definición de, 328
 mutua, 333
 Inductor(es), definición de, 328
 estructuras, 331-333
 Interfase paralela, 545-548
 Interferencia, acoplada capacitiva eléctricamente, 484-488
 acoplada conductivamente, 493-495
 blanco, 510
 externa, 483-484
 guarda de entrada para reducir circuito de tierra, 503-509
 interferencia de circuito de tierra (modo común), 495-503
 interferencia electromagnética y blindaje, 491-493
 interferencia inductiva y blindaje, 488-491
 interna, 509-512
 osciloscopios y captación de ruido, 200-201
 ruido de contacto, 511-512
 ruido de estallido de palomitas de maíz, 512
 ruido térmico (de Johnson), 510-511
 Interferencia acoplada conductivamente, 493-495
 Interferencia capacitiva/acoplada eléctricamente, 484-488
 Interferencia de circuito de tierra, 495-503
 guarda de entrada para reducir, 503-509
 Interferencia de modo común, 495-503
 Interferencia inductiva y blindaje, 488-491
 Interferencia y blindaje electromagnético, 491-493
 Interruptor de circuito de detección de inmersión, 59-60
 Interruptor de circuito por falla de tierra, 58-59
 Interruptor termomagnético, 62-63
 Interruptores, de acción instantánea, 76
 de botón, 75
 de mercurio, 77
 de palanca, 74
 de relevador, 73, 77-79
 deslizables, 76
 dispositivos de estado sólido, 79-80
 fabricación de los, 72-73
 rotatorios, 75-76
 Interruptores de botón, 75
 Interruptores de mercurio, 77
 Interruptores de palanca, 74
 Interruptores de relevador de láminas, 78-79
 Interruptores de relevador electromagnético, 77
 Interruptores deslizables, 76
 Interruptores electromagnéticos, 77-79
 Interruptores rotatorios, 75-761
- LED, 138-140**
 Ley de Coulomb, 2

- Ley de Ohm, 288
- Limitadores electrónicos de corriente, 370
- Línea de retardo, 160
- Linealización, 518-519
- Máquina de estado algorítmico, ASM, tabla, 23**
- Mecanismo del galvanómetro d'Arsonval, 89-94
- Mediciones de capacitancia, circuitos de puente, 338-340
 - medidores digitales, 345
 - puentes comerciales, 342-343
 - vóltmetro de ca, 346-347
- Mediciones de corriente con resistencia de prueba, 187
- Mediciones de energía, 282-284
- Mediciones de fase, con figuras de Lissajous, 192
 - con método de barrido disparado, 189-190
- Mediciones de frecuencia, análisis armónico, 259
 - analizadores de distorsión, 263
 - analizadores de espectro, 259, 262
 - analizadores de Fourier, 262
 - analizadores de onda, 263
 - contadores digitales de frecuencia, 254-256
 - contadores universales de tiempo, 257-259
 - definición de, 249
 - medidores de frecuencia de puente de Wien, 252
 - medidores de frecuencia de pulsación cero, 253-254
 - método de barrido disparado, 189-190
 - modo X-Y, 192
- Medición de impedancia, mediciones Q, 348-350
 - medidores vectoriales, 348
- Mediciones de inductancia, circuitos de puente, 340-342
 - puentes comerciales, 342-344
 - vóltmetro de ca, 346-347
- Mediciones de potencia, a frecuencias altas, 284-286
 - en circuitos polifásicos, 278-280
 - monofásicas, 271-276
 - osciloscopios y, 276
 - wáttmetros de dinamómetro, 271-274, 282
 - wáttmetros polifásicos, 280-281
- Mediciones de resistencia, de bajo valor, 291-293
 - megohmetros, 310-312
 - método del vóltmetro y amperímetro, 295-296
 - milióhmetros, 309
 - óhmetros, 296-302
 - puentes de Wheatstone, 302-308
- Mediciones de tiempo, con osciloscopios, 187-188
 - contadores universales de tiempo, 257-259
 - electrónicos, 251
 - importancia de, 249
- Mediciones de voltaje con osciloscopios, 186-187
- Mediciones Q, 348-350
- Medidores, amperímetros analógicos de cd, 95-99
 - amperímetros y vóltmetros analógicos de ca, 104-111
 - bolómetros, 285
 - calorímetro, 285
 - cómo emplear los medidores básicos, 116-117
 - de cálculo, 111
 - de frecuencia con puente de Wien, 252
 - de frecuencia de pulsación cero, 253-254
 - de gancho de ca, 106
 - de impedancia vectorial, 348
 - de respuesta pico, 104
 - electrodinamómetro, 88-90, 103
 - electrómetros, 106-108
 - electrónicos digitales, 113-136
 - errores, 110-111
 - megóhmetros, 310-312
 - milióhmetros, 309
 - multímetro, 111-112
 - multímetros analógicos, 111-112
 - multímetros digitales, 132-135
 - picoamperímetros, 115-116
 - termopar, 109-110
- Medidores analógicos de cd excitados con amplificador, 103
- Medidores analógicos, definición, 88
- Medidores de ca, de cálculo, 110
 - de gancho, 110
 - de respuesta pico, 106
 - de respuesta promedio, 105-106
 - electrodinamómetro, 108
 - rectificador, 110
 - termopar, 109-110
- Medidores de ca de respuesta pico, 110
- Medidores de frecuencia de puente de Wien, 252
- Medidores de frecuencia de pulsación cero, 253-254
- Medidores de impedancia vectorial, 348
- Medidores de termopar, 109-110
- Medidores digitales de capacitancia, 345
- Medidores electrónicos de tiempo, 251
- Medidores electrónicos digitales, contadores y codificadores digitales, 137-138
 - convertidores analógico-digital, 129-130
 - convertidores digital analógico, 123-127
 - dispositivos de presentación, 139
 - multímetros digitales, 145-146
 - ventajas de, 121-122
 - vóltmetros digitales, 142-143
- Medidores magnéticos de flujo, 417
- Megóhmetros, 310-312
- Método de barrido disparados, 188-190
- Método de mínimos cuadrados, 30-31
- Método del vóltmetro y amperímetro, 295-296
- Milióhmetros, 309
- MKSA (metro-kilogramo-segundo-amper), sistema, 6
- Modems, 574-576
- Modo alterno, 162
- Modo muestreado, 163
- Monitores de línea de datos, 563-566
- Multímetros analógicos, 111-112
- Multímetros digitales, 145
- Multiplexores, analógicos, 532
 - de alto nivel, 533
 - de bajo nivel, 533
 - tiempo de sentimiento, 533-534
- Nanoamperímetros, 115-116**
- Ohmetros, 296-298**
 - cómo emplearlos, 299-301
 - digitales, 301-302

- Onda cuadrada, 387
 Onda de barrido, 166-171
 Onda senoidal, 7
 Osciladores, controlados por voltaje, 386
 corrimiento de fase, 380
 de capacitancia e inductancia, 380
 de Colpitts, 380
 de cristal, 381
 de Hartley, 381
 de puente de Wien, 380
 descripción de los, 378-379
 impedancia de salida de, 381-383
 resistencia-capacitancia, 380
 resistencia negativa, 381
 selectores, 383-384
 Osciladores Coplitts, 380
 Osciladores de corrimiento de fase, 380
 Osciladores de cristal, 381
 Osciladores de inductancia-capacitancia, 380
 Osciladores de puente de Wien, 380
 Osciloscopio de rayos catódicos, 140
 Osciladores de resistencia negativa, 381
 Osciladores Hartley, 380
 Osciladores resistencia-capacitor, 380
 Osciloscopios, almacenamiento, 154, 154-156, 207-209
 almacenamiento digital, 210-212
 amplificadores de entrada, 161-162
 amplificadores horizontales, 166
 base de tiempo de retardado (barrido retardado), 204-206
 circuito de base de tiempo, 166-171
 conexiones a, 183-185
 controles, 178-183
 de doble haz, 162-163
 de doble trazo, 162-163
 encendido de, 185-186
 figura de Lissajous, 190-192
 fotografía, 202-203
 mediciones de corriente empleando resistencia de prueba, 187
 mediciones de fase, 189-190
 mediciones de fase con figura de, Lissajous, 192
 mediciones de potencia y, 276
 mediciones de tiempo, 187-188
 mediciones de voltaje, 186-187
 métodos de presentación, 148-149
 modo alterno, 162
 modo muestreado, 163
 muestreo, 206-207
 operación, 183-202
 puntas de prueba, 172-178
 selector de acoplamiento de entrada, 159, 160
 subsistemas, 150-152
 subsistemas de, deflexión horizontal, 163-171
 subsistemas de deflexión vertical, 156-162
 trazador de curva, 212-224
 tubo de rayos catódicos, 149, 152-156
 Osciloscopios con almacenamiento digital, 210-212
 Osciloscopios de almacenamiento, 154-156
 de cañón de desbordamiento, 209-212
 de persistencia variable, 208
 de transferencia rápida, 208
 digitales, 210-212
 fósforo biestable, 208
 velocidad de escritura, 209
 Osciloscopios de base de tiempo retardada (de barrido retardado), 204-206
 Osciloscopios de doble haz, 54-55
 Osciloscopios de doble trazo, 162-163
 Osciloscopios de muestreo, 206-207
- Palabras digitales, 17**
 Pantallas de cristal líquido, 141, 142
 Papel de coordenadas polares, 32
 Papel log-log, 33
 Papel semilogarítmico para gráficas, 32-33
 Período, definición de, 7
 Picoampérmeters, 115-116
 Pilas, acumuladores de plomo, 364-365
 alcalinas de magnesio, 364
 capacidad de, 356-358
 carga de, 364-366
 construcción de, 355-357
 de litio, 362
 de mercurio, 362
 de níquel-cadmio, 364
 de zinc-aire, 362
 de zinc-carbón, 361
 historia de, 354-356
 húmedas, 356
 óxido de plata, 362
 primaria, 357
 resistencia interna de, 360-361, secas, 356
 secundaria, 357
 vida de, 357
 Pirómetros de radiación, 431-433
 Polarización, 70, 356
 Potencia, aparente, 269
 circuitos polifásicos, 276-282
 cd, 366-374
 definición de, 265
 en circuitos de ca, 267-271
 factor de, 267
 ganancia, 43, 451, 456-457
 promedio, 267
 Potencial electrostático, 3
 Proceso de medición, errores en, 37-38
 evaluación estadística de datos y errores, 40-41
 pasos para, 29
 precisión y exactitud, 34-35
 presentación gráfica de datos, 31-32
 registro e informe, 30-31
 resolución y sensibilidad, 35-36
 Protección de circuitos, dispositivos, 65-69
 Puente de comparación de capacitación paralela, 339
 Puente de comparación serie-capacitancia, 339
 Puente de Hay, 340-342
 Puente de Maxwell, 340-341
 Puente de Schering, 340
 Puentes, comerciales, 342-343
 de comparación de capacitancia de paralelo, 339
 de comparación de capacitancia en serie, 339
 de Hay, 340-342
 de Maxwell, 340-341
 de Schering, 340
 medidores de capacitancia, 338-340
 medidores de inductancia, 342
 Véase también *Puentes de Wheatstone*
 Puentes de Wheatstone, errores de, 309

- función de los, 302
- ligeramente desbalanceados, 303-305
- mediciones balanceadas, 308
- método de sustitución, 307-308
- puentes comerciales de resistencia, 307
- transductores resistivos y, 305-307
- Puentes universales, 343-343
- Punta de prueba de atenuación compensada, 174
- Punta de prueba de corriente, 177-178
- Punta de prueba de voltaje compensado, 175
- Puntas de prueba activas de voltaje, 177
- Puntas de prueba pasivas de voltaje, 544-548
- Raíz cuadrada del promedio de los cuadrados (rms), cálculo, 41**
 - valor de las formas de onda, 11-12
- Rango dinámico, 157
- Rayos X y radiación nuclear, transductores, 443, 446-448
- Reactancia capacitiva, 317-318
- Reactancia inductiva, 330-331
- Reconocimiento, BCD, 549-550
- BUS IEEE, 488, 555
- definición de, 545-547
- en serie asíncrona, 561
- paralelo, 545
- Rectificador, de media onda, 106
- de onda completa, 106
- Referencia cero, 4
- Registradores, banda muerta, 235
- dispositivos marcadores en, 235-236
- de gráficas en tira de papel, 233
- función de los, 231, 233
- galvanómetro, 236-239
- interpretables por máquina, 241-244
- X-Y, 240-241
- Registradores de galvanómetro, 236-239
- Registradores interpretables por máquina, almacenamiento en disco magnético, 244-245
- analógicos de cinta magnética, 241-247
- digitales, 244
- digitales de cinta magnética, 244
- Registradores X-Y, 240-241
- Registro de datos, 138
- Relación de rechazo de modo común (CMRR) 459-461, 474
- Reóstato, 291
- Resistencia de alambre enrollado, 289
- Resistencia de compensación de carbón, 289
- Resistencia de prueba, 187
- Resistencia, definición de, 288
- Resistencias, código de colores, 292-294
 - de alambre devenado, 289
 - de composición de carbón, 289
 - de película de carbón, 290
 - de película metálica, 290
 - variables, 291-292
- Resistencias de película de carbón, 290
- Resistencias de película de metal, 290
- Resistencias variables, 291-292
- Resolución, definición de, 35
- Retroalimentación, 379
- Ruido. Véase *Interferencia*
- Ruido blanco, 509
- Ruidos de contacto, 511-512
- Ruido de Johnson, 510-511
- Ruido de palomitas de maíz, 512
- Ruido de perdigones, 512
- Ruido de voltaje de modo común, 510-512
- Ruido térmico, 510-511
- Seguridad, con los cautines, 49-50**
 - conexión a tierra para, 53-56
 - choque eléctrico, 48-51
 - dispositivos de protección de circuitos, 60-64
 - en herramientas motorizadas, 52
 - suministros de potencia en cd y, 372
- Selector de acoplamiento de entrada, 159-160
- Sensibilidad, definición de, 35
- Sensores fotoemisores de luz, 4-8, 434
- Señal de disparo, 168-169
- generadores de pulsos y, 389
- Señal de ruido y zumbido, 200-201, 455
- Serie, interfase asíncrona, 560-563
- Sintetizadores de función, 377
- Sistema CGS (centímetro-gramo-segundo), 6
- Sistema internacional de unidades (SI), 6
- Sistemas analógicos, amortiguación (igualación de impedancia), 519
 - desviación/conversión de nivel, 519
 - elementos de, 516
 - filtración, 518
 - linealización, 518-519
 - medición, 13
- Sistemas analógico-digital, 526-527
- Sistemas digitales, mediciones, 13
- transmisión en, 18
- Soldadura, 68-69
- Subsistemas de deflexión horizontal, 163-171
- Subsistemas de deflexión vertical, 156-161
- Supresión del haz durante el retorno, 168
- Supresores de transitorios, 65
- Temporizadores electrónicos, 251**
- Terminal de tornillo (borne), 69
- Termistores, 286, 427-430
- Termopares, 419-424
- Tiempo de asentamiento, 533-534
- Tiempo de subida, 452-453
- Tierra(s), conductor de, 54-55
 - de circuito, 53-54
 - de chasis, 54
 - definición de, 53
 - entrada de servicio, 53
 - física, 53-542
 - importancia de, 52-53
 - para seguridad, 57-60
 - referencia cero, 4
- Transductores, anemómetro de alambre caliente, 418
- banda bimetalica, 418
- de flujo de fluidos, 416-417
- de presión de fluido, 414-415
- de temperatura, 392-432
- definición de, 396
- detectores de temperatura resistivos, 425-426
- diferenciales variables lineales, 409, 411-412
- dispositivos fotoconductores, 438-440
- dispositivos fotoemisores, 434-438

- dispositivos fotovoltaicos, 443
- función de los, 397-398
- fototransistores, 443
- galgas extensométricas, 400-407
- medidores de flujo de turbina, 416
- medidores magnéticos de flujo, 417
- pirómetros de radiación, 431-432
- rayos X y radiación muscular, 443, 446-447
- selección y empleo de, 398-400
- temperatura en semiconductores, 430-431
- termistores, 427-429
- termopares, 419-424
- Transductores de radiación, 446-448
- Transductores de temperatura, semiconductores, 430-431
- Transformadores, autotransformadores, 335, 336
- de potencia, 335
- de pulsos de alta frecuencia, 335
- fabricación de los, 333-336
- Transformadores de pulsos de alta frecuencia, 335
- Transformadores diferenciales variables lineales, 407-414
- Transmisión de datos digitales, bus IEEE, 550-558
- CAMAC, 558-560
- decimal codificado binario, 18-19
- en serie, asíncrona, 560-563
- paralela, 545-548
- Transmisión de paralelo, 18
- Transmisión de señales analógicas, 520
- corriente, 521-522
- instrumentos de circuitos de calibración, 523-526
- voltaje, 521
- Transmisión en serie, 18
- Transmisores-receptores universales asíncronos, 572-573
- Trayecto a tierra de impedancia común, 493-494
- Trazadores de curvas, 212-224
- Tubo de rayos catódicos, 149
- Umbral, definición de, 36**
- Unidades eléctricas, 6-7
- Unidades SI, 6-7
- Valor efectivo, 12**
- Valor promedio, cálculo, 40-41
- de desviaciones, 40
- de formas de onda, 10-11-12
- Variacs, 336
- Varianza, 41
- Varmetros, 269
- Velocidad de cambio, 473-474
- Velocidad de muestreo, 526
- Voltaje de corriente de cd de salida, 472
- Voltaje de corrimiento de cero entrada, 472
- Voltaje, definición de, 3-5
- Vóltmetro de ca, medición de capacitación con, 346
- medición de inductancia con, 346-347
- Vóltmetros, analógicos de ca, 104-111
- analógicos de cd, 95-104
- digitales, 142-144
- electrónico, 103
- medición de capacitancia con vóltmetros de ca, 346
- medición de inductancia con ca, 346-347
- multímetro, 111-113
- Vóltmetros digitales, 142-144
- Vóltmetros electrónicos, 103
- Wáttmetros, 266**
- de dinamómetro, 271-273, 282
- polifásicos, 278-281